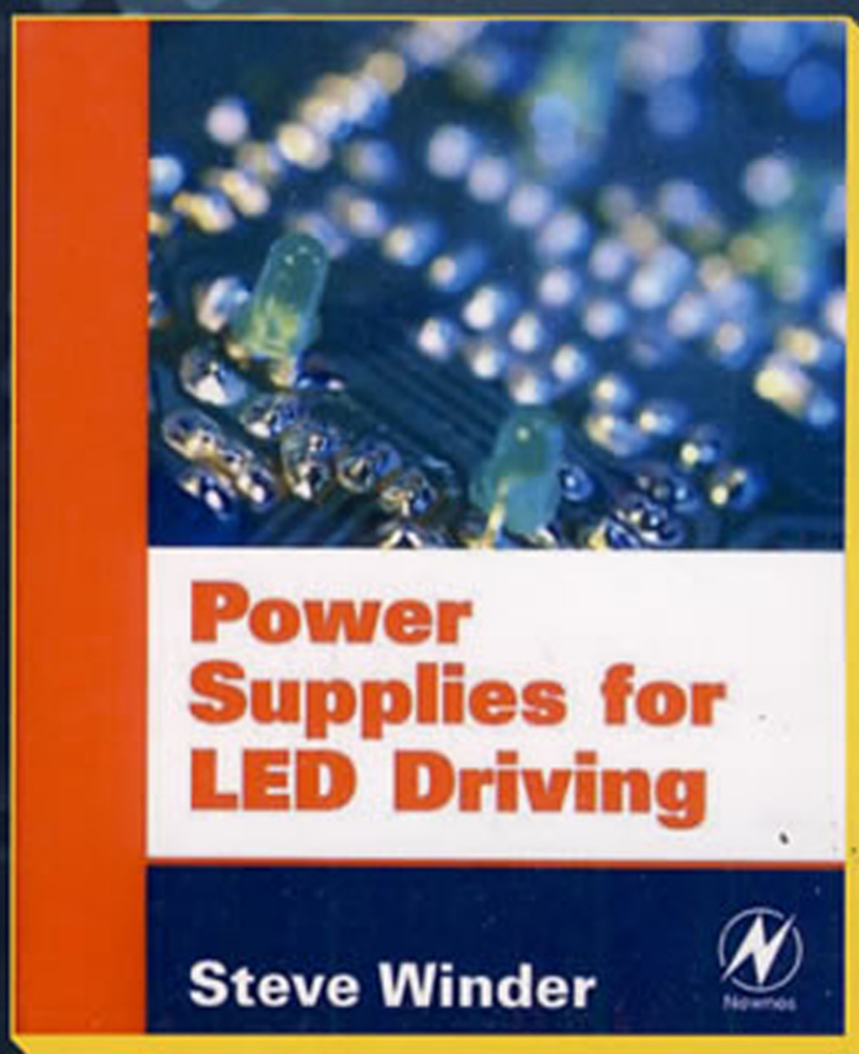
TURING 图灵电子与电气工程丛书

ELSEVIER 爱思唯尔

LED驱动电路设计

Power Supplies for LED Driving

[美] Steve Winder 著
谢运祥 王晓刚 译



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

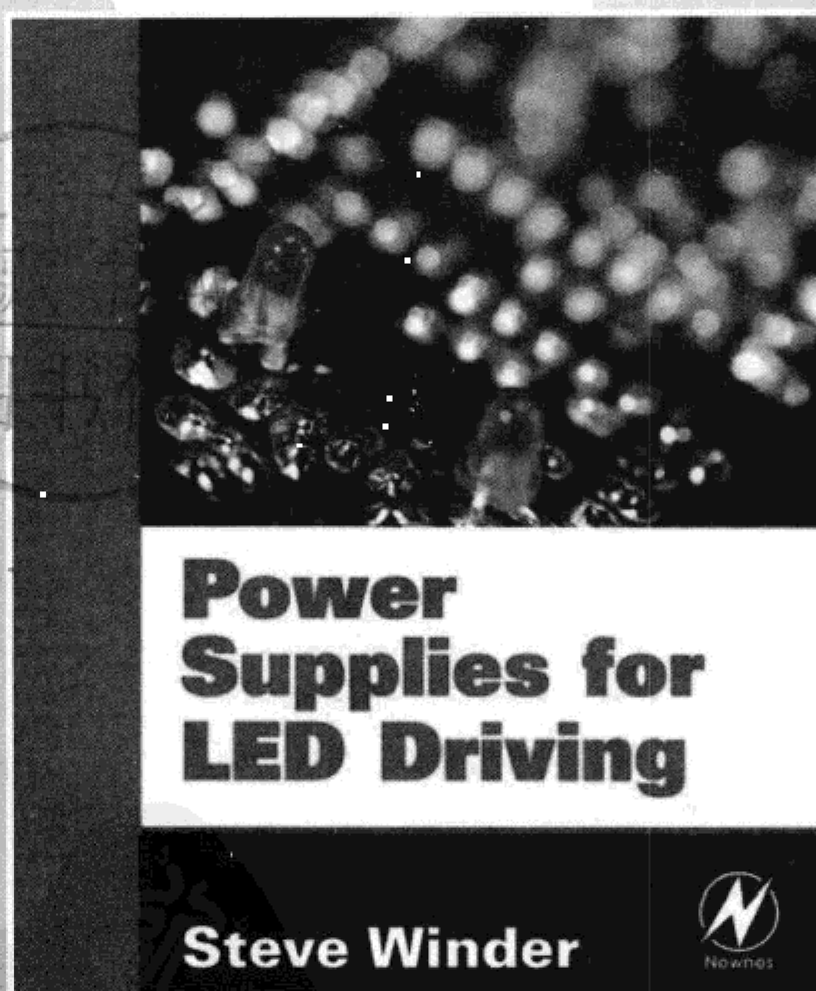


图灵电子与电气工程丛书

LED驱动电路设计

Power Supplies for LED Driving

[美] Steve Winder 著
谢运祥 王晓刚 译



人 民 邮 电 出 版 社
北 京

图书在版编目（CIP）数据

LED驱动电路设计/（美）温德尔（Winder, S.）著；谢运祥，王晓刚译. —北京：人民邮电出版社，2009.10
（图灵电子与电气工程丛书）
书名原文：Power Supplies for LED Driving
ISBN 978-7-115-21382-2

I. L… II. ①温… ②谢… ③王… III. 发光二极管－电路设计 IV. TN383.02

中国版本图书馆CIP数据核字（2009）第159359号

内 容 提 要

本书以LED光源及其驱动技术为主线，全面系统地介绍了LED的特性、LED驱动电路及其相关技术，并结合实例介绍了各种LED驱动电路的详细设计方法，加深读者对LED驱动电源设计过程的理解。

本书兼顾了不同读者的需要，由浅入深，层次清晰，通俗易懂，实用性强，可作为电气工程类专业本科生及研究生的入门教材，也可供从事LED驱动电源设计的工程技术人员参考。

图灵电子与电气工程丛书

LED驱动电路设计

◆ 著 [美] Steve Winder
译 谢运祥 王晓刚
责任编辑 舒 立
◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街14号
邮编 100061 电子函件 315@ptpress.com.cn
网址 http://www.ptpress.com.cn
北京艺辉印刷有限公司印刷
◆ 开本：787×1092 1/16
印张：9.75
字数：231 千字 2009 年 10 月第 1 版
印数：1-3 000 册 2009 年 10 月北京第 1 次印刷
著作权合同登记号 图字：01-2009-5540号
ISBN 978-7-115-21382-2

定价：35.00元

读者服务热线：（010）51095186 印装质量热线：（010）67129223
反盗版热线：（010）67171154

版 权 声 明

Power Supplies for LED Driving by Steve Winder, ISBN: 978-0-7506-8341-8.

Authorized Simplified Chinese translation edition published by the Proprietor.
ISBN: 978-981-272-225-6.

Elsevier (Singapore) Pte Ltd.
3 Killiney Road
#08-01 Winsland House I
Singapore 239519
Tel：(65)6349-0200
Fax：(65)6733-1817

First Published 2009
2009年初版



前　　言

LED 已经问世多年，从早期的红色指示灯，到稍后的黄、绿光 LED，直至最后出现的蓝光 LED，每一次革新都带来了应用量的激增。应用领域涉及交通信号灯、车用灯、洗墙灯（用于气氛照明）等多个方面。近来，蓝光 LED 成功结合了黄色荧光粉，得以发出白光。同时，LED 的发光亮度也不断上升，单颗功率等级达到 1W、3W 和 5W 的 LED 已十分常见。

驱动单颗 LED 或一长串串联的 LED，对于小电流等级（20mA）的 LED 来说比较容易，但电流等级高达 350mA、700mA、1A 或者更高的 LED，驱动起来就不那么容易了。当然，若对功率消耗没有限制，可以采用简单的线性驱动电源的形式；若对电流的控制要求不高，采用直接串联电阻的方法也是可行的。然而，在大多数场合，使用的还是高效的开关型驱动电源。当 LED 灯串的导通电压高于供电电压时，或当供电电压大范围变动时，就必须使用开关型驱动电源。但使用开关电源又意味着会带来 EMI（电磁干扰）问题，这一点必须予以考虑。

本书描述了多种 LED 驱动方法，主要目标如下：（1）针对特定的应用场合，给出适用的 LED 驱动电路拓扑；（2）研究一些设计实例；（3）避免工程师们在设计中常犯的一些错误。限于篇幅，书中无法穷尽所有和 LED 驱动电源技术相关的内容，读者还需参阅其他相关书籍。

本书编写过程中，Supertex 公司的同仁们，特别是 Rohit Tirumala 和 Alex Mednik，为我提供了大量的数据资料，这些资料来自于超能公司的数据手册、应用指南和培训资料以及同仁间的探讨。

Steve Winder
2007 年



目　　录



第1章 绪 论

作为一名现场应用工程师，我是最早从事LED（发光二极管）驱动电路开发的设计者之一，遇到过许多该领域的潜在客户，他们对于如何正确驱动LED都知之甚少。20mA电流的老式LED曾在一定程度上被滥用。现在，LED功率等级正不断提高，30mA、50mA、100mA、350mA甚至更高的电流等级变得越来越常见。已有多家制造商能制造单颗功率达20W以上的LED。这类大功率LED多采用芯片阵列的型式。如果LED不按功率等级使用，极易导致其使用寿命锐减。

大功率LED在越来越多的场合得以应用，如导航灯、交通信号灯、路灯、车灯、洗墙灯、影院中的台阶和紧急出口提示灯等。诸如高亮度LED和超高亮LED之类的名称正变得毫无意义，因为还会有更大功率等级的LED不断出现。本书内容覆盖了各种类型的LED驱动方式，包含自低功率LED到超高亮LED，甚至更高的多种功率等级。

大功率LED驱动技术简单吗？不，通常都不是那么简单的。在某些应用场合，可以简单地使用线性电源，但大多数场合需要使用恒流输出的开关电源。采用线性电源驱动效率低，易产生大量的热。而使用开关电源，则需要解决驱动效率、电磁干扰和驱动成本等问题。总之，要设计合理的驱动方式，既要满足相关规范的要求，同时还要做到高效率、低成本。

1.1 本书目标和讲述方法

本书从实用角度阐述问题，但为了有助于后续章节的理解，也引入了一些必要的理论。例如，为了有效地使用元件，了解元件特性是很有必要的。

多数章有“常见错误”一节，介绍了实际应用中易出现的问题，以及如何避免，意在提醒读者不要犯同样的错误。常言道：吃一堑，长一智。同样，我们也要从他人的失误中获得经验。自己的失误带来的教训往往印象深刻，但是代价也更为高昂。

通常，设计中遇到的第一个问题是选择合适的驱动电路拓扑。什么情况下降压电路优于升压电路或降–升压电路？为什么库克（升–降压）电路优于反激电路？诸如此类的问题，书中将在开关电源章节的开头部分谈到。

对于驱动电源的设计公式和具体的设计过程，书中将会给出清楚透彻的阐述。就开关电源而言，设计公式对于选择正确的元件参数具有重要意义，元件参数选择不当往往需要很多弥补措施。大功率LED在很小的面积上产生大量的热，这使得热管理成为难题。因此，相邻的驱动电源更需要保证高效率，以免增加散热的困难。

书中还谈到如何根据计算得到的元件参数去选择实际的标准化元件。客户往往倾向于选用不需定制的标准化元件，因为它们易于采购且价格较低。但计算推导得出的元件参数很少能和标准参数完全吻合，因而在实际选用上需要作出折中。在某些场合下，由此带来的参数差异所

造成的影响可忽略不计。但有些场合却需要设计者充分评估参数差异的影响，以做出更妥当的标准化参数选择。

书中的设计实例均经过实际验证，可以帮助读者较好地理解设计过程，同时也教会读者如何根据计算得到的元件参数去选择实际的标准化元件。

1.2 内容介绍

第 2 章介绍了 LED 的物理特性在应用中所展现出的优势，以及 LED 广阔的应用前景。理解好 LED 的物理特性对于掌握正确的驱动方法是非常重要的。LED 一个重要的物理特性是颜色，LED 所发出光的光谱带极窄，因而颜色极纯。LED 的导通电压由其颜色决定，同时还受电流等级的影响。电流等级决定其亮度等级 对于同一 LED，通过的电流越大，亮度就越高。LED 发出的光具有强度大、集束传播的特点。

第 3 章指出，LED 驱动具有多种方式。由于大多数电子电路通常由电压源驱动，设计者们自然容易沿袭这一做法来驱动 LED。这会给 LED 驱动带来功率管理上的麻烦。恒流负载需要恒压源，而恒压负载（如 LED）则需要恒流源。

因此，若用恒压源供电，就还要给 LED 串联上某种形式的电流调节电路。可以采用串联电阻，也可以串联有源式的调节电路，来实现 LED 的恒流源驱动。串联电路中的任何部分出现短路故障都可能对整个电路造成灾难性的影响，因此需要采取相应的保护措施。可以采用电流监测电路来检测 LED 有无损坏，或检测电路有无开路故障。相比使用恒压源加限流电路的方案，直接使用恒流源驱动 LED 的方案似乎更为合理。恒压源加电流调节电路的驱动方案也具有一些优点，这将会在第 4 章中谈到。

第 3 章还谈到恒流电路的特点。应用恒流源需要采取限制输出电压的措施，以防在负载断开时，输出电压过高。开路保护有多种形式。负载短路故障对于恒流源的输出没有影响。监测输出电压可以作为故障检测机制。发生开路故障时，电压上升到故障检测电路设定的限值，就能被检测到了。

第 4 章介绍了线性电源。这种驱动电源使用简单，以调整电压的方式实现恒流输出。其优点在于没有电磁干扰问题，因而也不需要滤波电路。缺点是热损耗较大，输出负载电压不能高于电源电压，这一点限制了电源的电压范围。

第 5 章介绍最基本的开关型 LED 驱动电源：降压变换器。降压变换器输出驱动电压低于输入电压，属于降压型电路拓扑。读者可通过设计实例了解其设计过程。

第 6 章介绍升压变换器。升压变换器常应用于电视、电脑和卫星导航显示屏的 LCD 背光驱动。该变换器的输出电压高于输入电压，属于升压型电路拓扑。读者可通过该章对于电流连续和电流断续两种导电模式下的设计实例介绍，了解其设计步骤。

第 7 章介绍升−降压变换器。该变换器输出电压既可高于也可低于输入电压。但这种变换器效率低于简单的降压和升压变换器。

第 8 章介绍专用变换器：BBB 变换器和 Bi-Bred 变换器。这些变换器应用于交流输入场合，如交通信号灯、路灯、普通照明等。它们兼具功率因数校正和恒流输出的功能，在许多场合可

以设计成不使用电解电容的形式，并因此可用于对可靠性要求很高的场合。但实现这一特别功能的代价是，其效率要低于标准的离线式降压变换器。

第 9 章描述了反激变换器。这一章介绍了可用于恒压或恒流输出的简单开关电路。该电路采用两个或多个线圈的形式可以实现输出隔离。若使用单线圈的形式，就成了不具备隔离功能的降−升压电路。降−升压电路有时用于 LED 驱动，相对它而言，库克变换器和 SEPIC 变换器电磁噪声较小，但却需要附加电感。CUK

第 10 章涉及了设计开关电源时必须考虑的各个方面。探讨了各种应用场合下最适合的电路拓扑。这一章同时结合适用电压范围和实现功率因数校正的能力，分析了各种拓扑的优缺点和使用限制条件；介绍了有利于减少电磁噪声和提高效率的缓冲器技术，利用浪涌电流抑制器或软启动实现的启动电涌抑制技术。

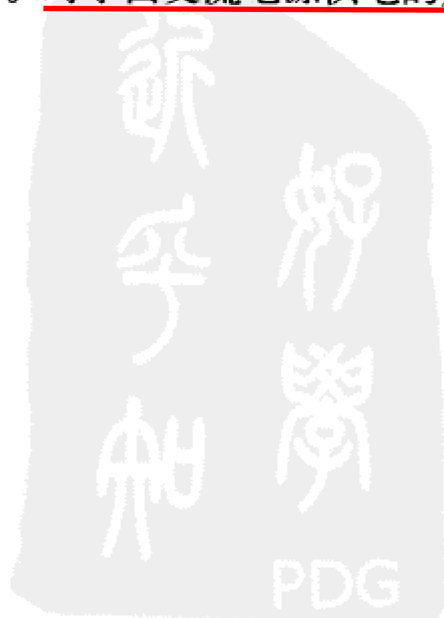
第 11 章介绍了用于电源的各种电子元件。最合适的元件通常并不是显而易见的选择。开关元件有多种类型，如 MOSFET、双极型功率晶体管和二极管等。开关元件的自身特性对电源的整体性能有很大的影响。电流检测可通过电阻或变压器实现，而电阻或变压器型号的选取则至关重要。电容和滤波元件的选取也同样重要。

第 12 章简要介绍了广大电子工程师相对陌生的磁性元件。磁性材料多种多样，有铁氧体磁心、铁粉磁心，还有特殊材料的磁心。磁心的形状和尺寸同样多种多样，这些在书中都有介绍。从电源设计的角度看，磁性元器件的磁化和避免磁饱和是必须考虑的重要的物理特性。

第 13 章的主题是 EMI（电磁干扰）和 EMC（电磁兼容）。法律明确要求产品要满足 EMI 相关标准。优良的 EMI 设计技术可以减少在滤波和屏蔽方面所需的措施。为了减小电源的尺寸和成本，有必要认真考虑 EMI 设计。在许多场合中，满足 EMC 相关标准也是法律上的要求。电子电路若不能抵御外界的电磁干扰，就存在受损的危险，即便其他方面性能卓越，也没有意义。在许多领域，EMC 措施和 EMI 措施是一致的。

第 14 章探讨了 LED 和 LED 驱动器的发热问题。LED 驱动器存在效率和功率损耗问题。尽管 LED 制造商们不断致力于提升其发光效率，但 LED 本身所吸纳的能量（伏安）大部分也都以发热的形式耗散掉，只有小部分可以转化为光能。处理这部分损耗发热需使用冷却技术，从而涉及机械加工方面的问题，方法是采用散热片和风扇带走热量。由于半导体器件具有一定的工作温度限值，在设计中计算元件的温度很重要。

法律对产品的安全性能也做出了要求，这在第 15 章中将有概述。产品在使用过程中不应对人体构成危险，这一要求涉及产品的工作电压。出于这方面的考虑，设计者们会尽力使产品工作在 SELV（安全超低电压）以下。对于由交流电源供电的产品，电气隔离、断路保护器和爬电距离等方面的问题都需考虑。



第 2 章　LED 的特性

大多数半导体是通过将其他材料掺杂在硅中形成自由负电荷（N 型）或是自由正电荷（P 型）制成的。相应地，固定的原子则产生极性相反的正电荷或是负电荷。在两种材料的连接处，两种电荷相结合，从而形成了一个没有自由电荷的狭窄区域。这一“本征区”含有带正电荷或是负电荷的固定不动的原子，原子所带的电荷阻止了极性相反的两种自由电荷的进一步结合。实际上，这形成了一条能量上的势垒，产生了一个二极管结（PN 结）。

要让 PN 结导电，需使 P 型半导体材料的电势高于 N 型半导体。电场力迫使更多的正电荷进入 P 型材料，更多的负电荷进入 N 型材料。当 PN 结两侧的电势差达到 0.7 V 左右时，PN 结就会导电。电势差给予电子足够的能量以流过 PN 结。

LED 也是由 PN 结构成的。但硅材料并不合适，因为硅材料形成的 PN 结能量势垒太低。最早的 LED 是由砷化镓（GaAs）制成的，能发出波长约为 905nm 的红外光线。之所以发出这种光，是由砷化镓中自由电子导通带和分子最低能级的价带间的能级差决定的。当 LED 施加了外部电压时，电子获得足够的能量而跃迁到导电带，并且产生电流。而电子失去能量，重新回到低能级价带时，就发出了光。如图 2-1 所示。

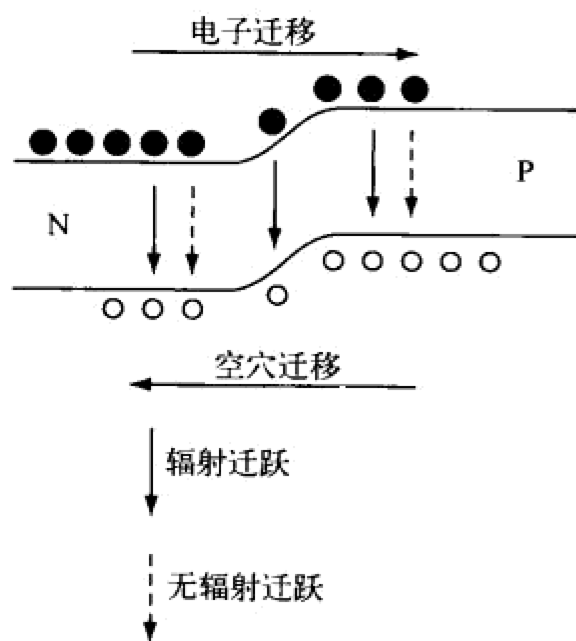


图 2-1　PN 结半导体的能带图

2.1　LED 的应用

后来人们很快就开发了新的半导体材料 GaAsP，用于制造 LED。由于 GaAsP 分子的能隙高于 GaAs，因而发出的光波长较短。这种材料制成的 LED 发出红色的光，最初用作指示灯。典型的应用有设备通电指示或收音机立体声功能开启指示等。实际上，这类发红光的 LED 主要在收音机、录放机和声响系统之类的消费产品上大量应用。

当黄色和绿色的品种出现后，LED 的用量大增。这样一来，发光的颜色可以产生变化了，能显示更多的信息，并能指示更紧急的情况。比如，可以用绿色表示正常，黄色表示需要引起注意，红色表示故障。LED 最重要的功能是能用在交通信号灯中。

LED 发出的光有一个重要的特点，就是光谱带很窄，仅 20nm 宽，颜色很纯。相比之下，用于通信的半导体激光光谱带则更窄，仅仅 2nm 宽。在光纤系统中，激光狭窄的光谱带，具有非常重要的意义，它使系统具有了较大的带宽。而对于普通用途的 LED 来说，光谱带宽度则不会有太大的影响。

LED 发光的另一个重要特点在于，流经 LED 的电流会被转换成光量子。这意味着，电流加倍可以使亮度加倍；同样，通过降低电流来调光也是可行的。要特别指出，在有一定的电流流过时，LED 会发出一定波长的光；若流经的电流发生变化，光的波长就会随之有相应的、微小的变化。通过 PWM（脉冲宽度调制）的手段调节发光强度也是一种可行的办法，且应用较广。PWM 调光使用频率在 100~1000Hz 范围内的信号，控制 LED 的导通和关断。减小脉冲的宽度可以调弱发光，增大脉冲的宽度则可以增强发光。

最好的 LED 是蓝光 LED，它由氮化铟镓（InGaN）制成。把红绿蓝光加在一起，就形成了看上去的白光。之所以说是“看上去”的白光，是因为人眼中有感受红绿蓝光的锥状体。三种颜色在光谱带上的分布是不连续的，只是人眼察觉不到而已。白光 LED 有时通过在蓝光 LED 的发光面上掺入黄色发光点而制成。黄色发光体有较宽广的光谱带，当和蓝光混合时，就呈现出白光。

蓝光 LED 一个有趣的应用是在牙科领域。用蓝光照射牙齿填充材料，可以使它们变得坚固。人们发现波长为 465nm 的光是这一应用领域的最佳选择，但光要足够强，以便能照透填充材料。

另外一些有趣的应用则是利用了 LED 光纯度高这一特点。比如可用 LED 光照射新鲜食物，原因在于 LED 光中不含紫外线。照相暗室的照明需使用不影响底片的光线——以往常用红光白炽灯，如今同样可以采用 LED 照明。即便是交通信号灯，也需要用特定颜色范围内的灯光，这在国家标准中有相应的规定。

LED 的颜色会随自身温度的变化发生改变。温度的变化受外部环境的影响，如邻近发热机构；也会受内因的影响，如流经它的电流发生改变。控制环境温度的办法并不多，比如采用风扇，或使 LED 的位置尽量远离热源。在 LED 上安装良好的散热片也有助于控制内部温升。

早期的 LED 电流等级大多为 20mA，红光 LED 的正向压降约为 2V，其他颜色的略高一些。稍后出现了电流等级约为 2mA 的 LED。随后，LED 的电流等级逐步增加，30mA、50mA，甚至 100mA 都变得非常普遍。Lumileds 公司是由惠普和飞利浦公司于 1999 年合资建立的，可以生产 350mA 电流的 LED。如今，已有许多大功率 LED 的制造商，能生产 350mA、700mA、1A 及更高电流等级的 LED。大功率 LED 也使用得越来越广，常见的应用场合有管道灯、交通信号灯、路灯、车灯、洗墙灯以及影院中的台阶和紧急出口的照明用灯等。

管道灯这一特殊称谓得名于 LED 的安装方式——LED 安装在管道中。这种管道常拼装成字母形状，用于公司的招牌照明（如图 2-2 所示）。以往，管道灯多使用冷阴极管或荧光管，

但这两种灯管都存在可靠性不高的缺陷。有关人身健康和安全的法令禁止使用汞这类有害物质，而冷阴极管中却使用了汞。因此，既要满足灯管形状多变的需要，又要满足环保的要求，LED 成为首选。

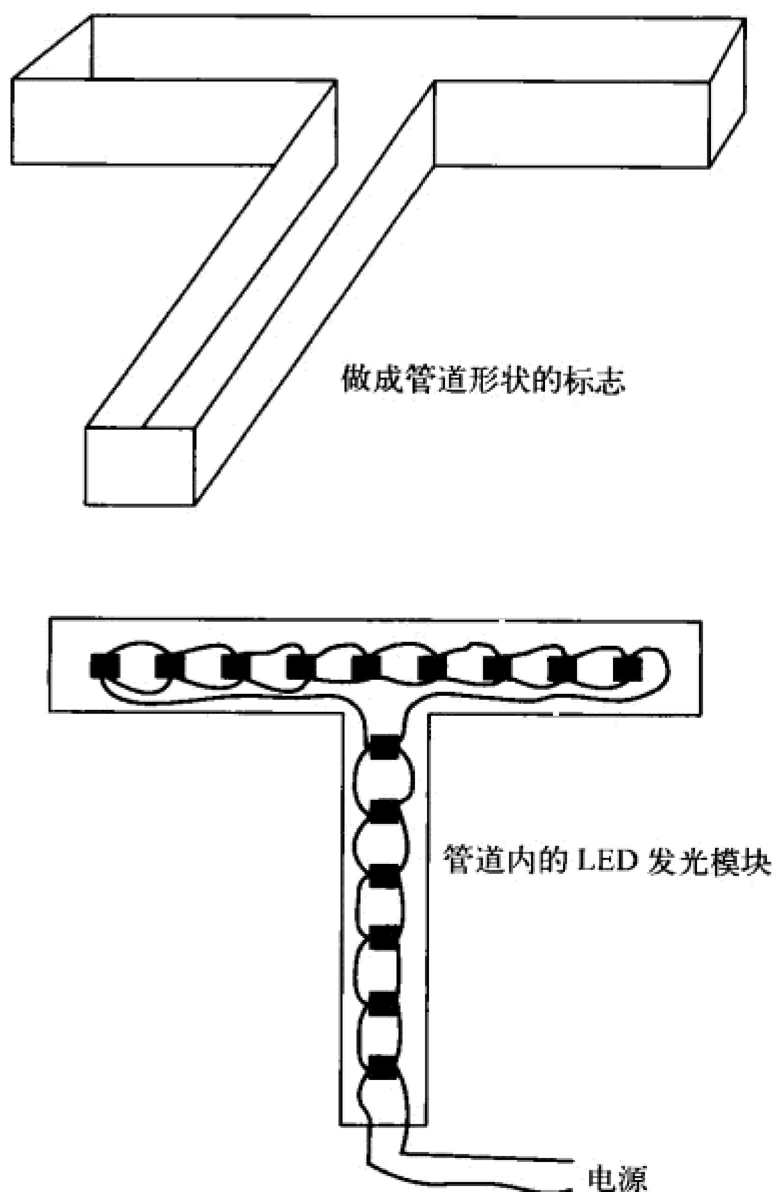


图 2-2　管道灯

多年来，交通信号灯一直使用低功率的 LED，如今制造商们开始使用大功率 LED 取而代之。这在应用上存在一些难题。难题之一在于有效控制黄光的波长，黄光 LED 相比其他颜色的 LED 更容易产生光谱漂移，这容易使发出的光超出允许的光谱范围。另一个难点则在于器件失效带来的安全问题。相关部门允许交通指示灯中有一定数量的 LED 在使用中失效，但不能超过总量的 20%。若超过这个比例，交通信号灯就需要关闭，并报给维修人员进行处理。

灯具壳内较高的环境温度容易导致 LED 驱动器发生故障。尤其当 LED 驱动器中含有电解电容时，电解电容易产生热老化和电解液泄漏，并最终耗尽容量。一些新型的 LED 驱动器不使用电解电容，因而可以在较高的温度下使用好几年。LED 驱动器失效问题处理不好，会给 LED 灯具带来不好的影响——倘若 LED 灯具的电源部分的工作寿命只有 10 000h，即使 LED 本身能工作 100 000h 又有什么意义呢?

中等功率和大功率 LED 已经应用在路灯中。这一应用看上去比较简单，但环境高温和大功

率 LED 还是给驱动器提出了较高的要求。某些场合下，人们需要把白光 LED 和黄光 LED 用在一起，以产生“暖白”效果的光照。但白光 LED 是由蓝光 LED 芯片和黄色荧光粉合成的，其蓝光部分易产生“冷白”效果，这也是应用中的一个难点。

车用灯包含多个方面，如车内照明灯、前灯、刹车灯、日行灯（DRL）、后雾灯和倒车灯等。车用领域最大的问题在于，EMI 相关规定要求极低的电磁发射，而开关电路很难做到这一点。当不关心效率问题时，可以使用线性驱动电源解决这个问题。线性驱动器可以与车体的金属部件连接来实现散热。

与使用白炽灯泡的刹车灯相比，采用 LED 的刹车灯具有较大的优势。LED 的驱动响应时间是以纳秒计的，而白炽灯泡的响应时间则需要大约 300ms。以车速 100km/h 计，即每分钟 1.6km，每秒 27m。300ms 的时间，一辆车可以前行 8m。也就是说，提早停车 300ms（即提早观察到前面车给出的刹车灯信号），就有可能避免一次交通伤亡。LED 刹车灯的另一个优势还在于，发生故障的可能性更低。

情绪灯通过变幻表面颜色来形成视觉效果，根据人类心理学的原理来影响人的心情。它可用于医疗设备中来安抚病人的情绪，也可用于飞机上来放松乘客心情（或唤醒乘客）。通常，情绪灯系统在投影仪上使用红绿蓝（RGB）三色 LED 组成洗墙灯，可产生光谱中的任何颜色。RGB 系统还可应用于歌厅中。

背光显示领域，如平板电视，也采用 RGB LED 阵列来产生“白”光。在这些场合中，光颜色的变化很小——最理想的情况是没有变化。控制系统需要精确地控制三种颜色的输出量，并通过混色再现出逼真的电视画面。冷阴极管也可用作计算机显示器的背光源，但通常是在对颜色的精确性要求不高的场合下使用。

2.2 光源的测量

总的光通量是以流明（lm）为单位来计量的。流明是以正常人眼的感应程度为衡量标准，对 1W 功率的光照效果进行衡量的光学计量单位。对应波长为 555nm 的黄绿色光谱成分，人眼对它的感应效果是最明显的，该波长下的 1W 光照等效为 683lm。

堪得拉（candela，cd）也是一种光学单位。它相当于一盏灯在各个方向出射的光线都均匀的前提下，在每一度球面角内产生的流明数。公式关系为 1cd=1lm/sr。一度球面角在距离光源 1m 的球面上产生的投影面积为 $1m^2$。出射强度为 1cd 的光源，在距离 1m 远的位置产生的光照强度为 1 lux（勒克斯），或 1 lm/m^2，如图 2-3 所示。

LED 的发光效率可按流明数每瓦来描述。不同的 LED 制造商之间的产品竞争表现在获得更高的发光效率上。但在比较时，要注意是不是在相同功率等级下进行的。低功率 20mA 电流等级的 LED 比高功率 700mA 的 LED 能获得更高的发光效率。

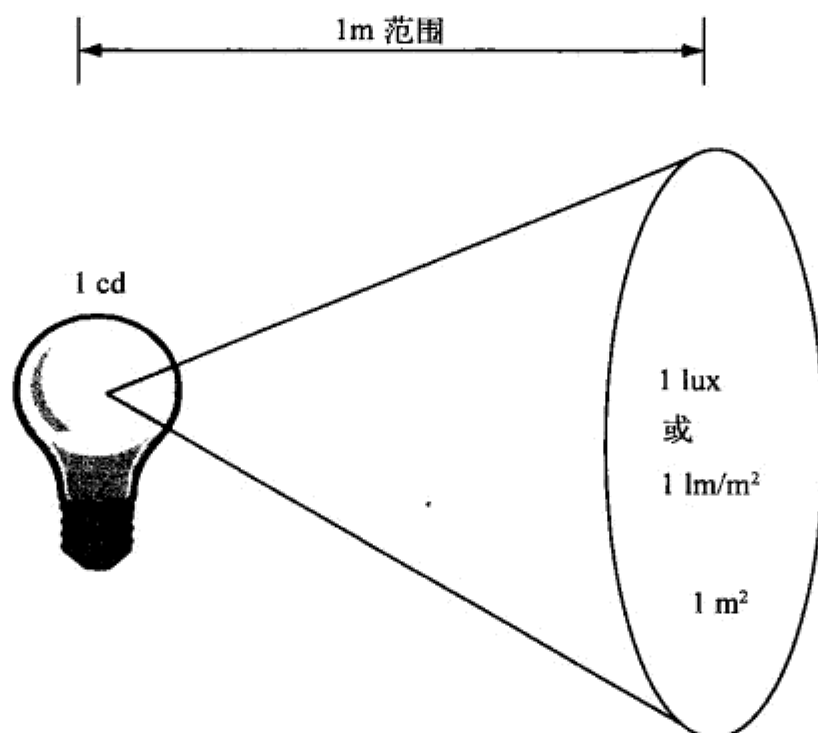


图 2-3 光的测量

2.3 LED 的等效电路

LED 可以看成恒压负载。它的电压降取决于内部光子发射所需跃过的能量势垒。能量势垒由颜色决定，即电压降也取决于发光颜色。是否所有红光 LED 都具有相同的电压降呢？并非如此，生产过程的差异使得波长不尽相同，因此也造成了电压降上的差异。最高波长的偏差带通常为+10%。

两个 LED 之间的温度不同也会带来颜色上的不同，从而造成电压降的差异。温度较高时，电子更容易越过能量势垒。电压降以每度两毫伏的比例，随温度上升而减少。

半导体并非完美的导体，其中存在与恒压负载串联的电阻，如图 2-4 所示。这意味着电压降随流经的电流值增大而上升。低功率 20mA 电流等级 LED 的等效串联电阻（ESR）约为 20Ω，而单颗 1W 、350mA 电流等级的 LED 的 ESR 则为 !~2Ω（取决于使用何种半导体材料）。ESR 与 LED 的电流等级大致成反比。同种 LED 的 ESR 也受生产过程的影响，存在一定范围的偏差。

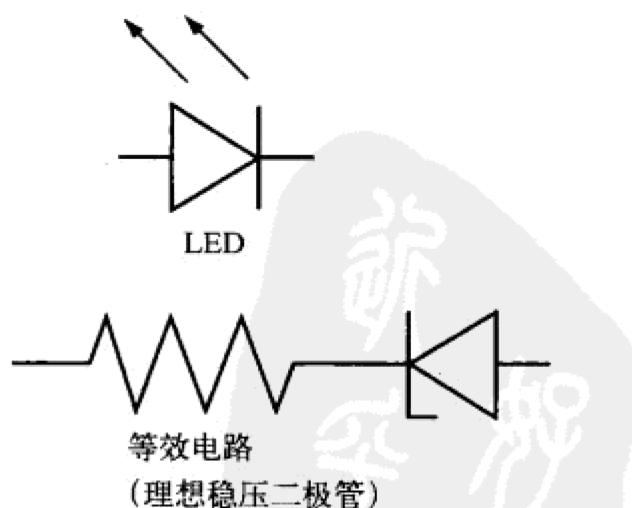


图 2-4 LED 的等效电路

等效串联电阻的大小等于正向导通压降的增加值除以流经电流的增加值。例如，如果流经的电流从 10mA 增加到 20mA，对应的导通压降从 3.5V 增加到 3.55V，那么可以计算得到 ESR 为 50mV/10mA=5Ω。

图 2-4 中，稳压二极管被当作理想器件。实际上，稳压二极管也有 ESR，其值比 LED 的还要大。在 LED 驱动电源的早期测试阶段，5W、3.9V 的稳压二极管可用来替代（白光）LED 作为负载。若驱动电源不能按照设计正常工作，稳压二极管就会发生损坏。稳压二极管损坏的成本，要比大功率 LED 低得多。而且，稳压二极管在工作过程中，不会发出使测试工程师目眩的光。

2.4 导通压降与颜色和电流的关系

图 2-5 中所示的是 LED 正向导通压降与颜色和电流的关系曲线。在导通起始点，红光 LED 的导通电压降 V_f 约为 2V，蓝光 LED 的导通压降约为 3.5V。具体的压降值取决于不同制造厂商选用的掺杂材料和波长。某一电流值下的导通压降，则取决于初始导通压降和 ESR。

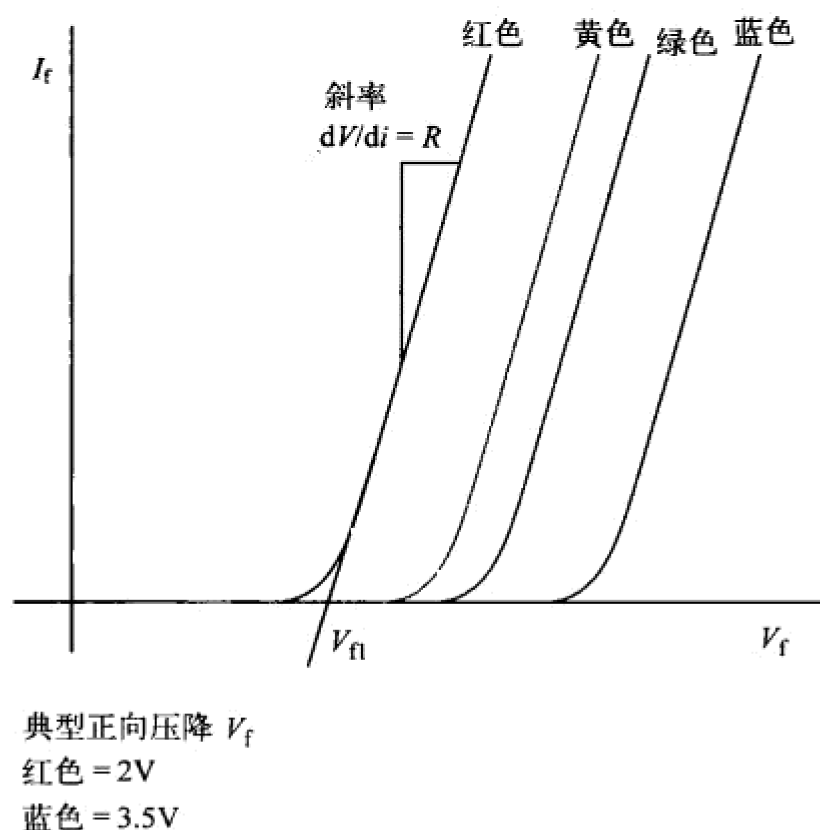


图 2-5 导通压降与颜色和电流的关系

2.5 常见错误

最常见的错误是基于 LED 正向导通压降典型值 $V_{f,typ}$ 进行设计。这种设计思路包括把多个 LED 串并联起来，并认为各 LED 串的总正向导通压降是相同的，流经各串的电流也是相等的。实际上，LED 正向导通压降的偏差很大。例如，单颗 1W 的 Luxeon Star 型白光 LED 的正向导通压降典型值为 V_f =3.42V，但实际值中最小的仅 2.79V，最大的达 3.99V。正向导通压降的偏差高达±15%以上。

第 3 章　LED 的驱动

3.1　电压源驱动

从第 2 章我们可以知道，LED 相当于一个有较小 ESR 的恒压负载，和稳压二极管的特性相似。在实际测试中，通常不用昂贵的大功率 LED，而是用稳压二极管来模拟测试负载。

用恒压电源来驱动恒压负载是非常困难的，这是因为电源输出电压和负载侧电压的差为 ESR 的压降，而 ESR 的值很小，所以 ESR 上的压降也很小。电源输出电压或者负载电压的轻微变化就会导致 ESR 的电流变化很大，如图 3-1 中的曲线 *A* 所示。

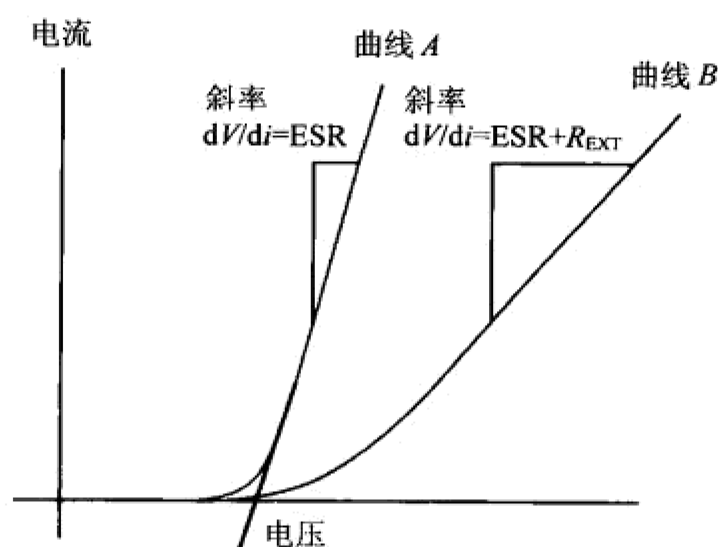


图 3-1　LED 电流与电源电压的关系

如果已知电源电压和正向压降 V_f，就可以计算出电流的变化量。注意 LED 的压降会因制造公差和工作温度而不同。大多数电源有电压调节电路，公差为 5%，但是对于没有电压调节的电源，如汽车电源，输出误差就大得多。

$$I_{MIN}=\frac{V_{SOURCE_MIN}-V_{F_MAX}}{ESR}$$

$$I_{MAX}=\frac{V_{SOURCE_MAX}-V_{F_MIN}}{ESR}$$

上面两式假设 ESR 是常数。实际上，生产商提供的压降是在一定正向电流时的值，所以 V_f 和 ESR 的压降是结合在一起的。实际的 V_f 可以通过曲线或者实际测量获得。

如果电源和负载之间的电压差很大，并且 ESR 很大，LED 的最大和最小电流之间的差别就会很小，这对于 50mA 以下的低电流的 LED 是非常好的。然而对于大功率的 LED 电路，串联电阻上的电压降大导致电路效率低和散热问题。同时，LED 的 ESR 随着功率的增大而越来越低。标准 20mA LED 的 ESR 是 20Ω，但是 350mA 的 LED 的 ESR 典型值是 1~2Ω。这样电源电压每增加 1V，功率 LED 电流也增加 1A。甚至对于低功率 LED，这种成比例变化也会使电流增加到很高。

3.1.1 无源电流控制

虽然 LED 的压降会使图中的曲线右移，但曲线的斜率只和 ESR 有关。为了减小电流比电压的斜率，可加上阻值相对高的串联电阻，如图 3-1 中曲线 *B*。

假设电源电压和负载电压的变化量已知，就可以计算加上串联电阻后的电流变化量。在下面的等式里，负载电压包括额定电流时 ESR 上的压降，因此只需知道外接电阻的阻值。

$$I_{\mathrm{MIN}}=\frac{V_{\mathrm{SOURCE_MIN}}-V_{\mathrm{LOAD_MAX}}}{R_{\mathrm{EXT}}}$$

$$I_{\mathrm{MAX}}=\frac{V_{\mathrm{SOURCE_MAX}}-V_{\mathrm{LOAD_MIN}}}{R_{\mathrm{EXT}}}$$

下面以一个 13.5V 的汽车电源为例推导，在此例中，将电压限定在 12~ 16V 范围内。我们选择一个红色 LED（Lumileds Superflux HPWA-DDOO）作为汽车尾灯，正向电流 70mA 时压降为 2.19~3.03V。两个 LED 串联后再和电阻串联时．典型的压降为 5V，因此在 70mA 时压降为 8.5V，这意味着电阻的阻值为 121.43Ω。最接近的标准电阻值为 120Ω，因为电阻的功耗为 588mW，所以选功率为 1W 的电阻。

$$I_{\mathrm{MIN}}=\frac{V_{\mathrm{SOURCE_MIN}}-V_{\mathrm{LOAD_MAX}}}{R_{\mathrm{EXT}}}=\frac{12-6.06}{120}=49.5\mathrm{mA}$$

$$I_{\mathrm{MAX}}=\frac{V_{\mathrm{SOURCE_MAX}}-V_{\mathrm{LOAD_MIN}}}{R_{\mathrm{EXT}}}=\frac{16-4.38}{120}=96.83\mathrm{mA}$$

当电源电压为高限值时，LED 被过驱动 38%。但是此时 $I_{\max}$ 和 $I_{\min}$ 的比率大概是 2：1，如果我们将电阻 *R* 增加 38%，最坏情况下，电流最大为 70mA，最小仅为 35.78mA。

在上述计算中，ESR 的压降（0.627V）已经包含于负载电压的最大值和最小值中，所以忽略了 ESR。从生产商提供的 HPWA-DDOO LED 的数据表可知，ESR 大约为 9.6Ω。用同一例子计算，如果希望 LED 的工作电流较低，如为典型的 LED 电流 50mA，则必须修改上述结果。现在正向压降 V_f 为 1.518~2.358V。电源的典型输出为 13.5V、50mA、V_f 为 1.828V。所需要的总电阻为 196.88Ω， ESR 的阻值为 9.6Ω，所以外接 180Ω 的电阻是在 50mA 电流时的最佳值。

$$I_{\mathrm{MIN}}=\frac{V_{\mathrm{SOURCE_MIN}}-V_{\mathrm{LOAD_MAX}}}{\mathrm{ESR}+R_{\mathrm{EXT}}}=\frac{12-4.716}{189.6}=38.42\mathrm{mA}$$

$$I_{\mathrm{MAX}}=\frac{V_{\mathrm{SOURCE_MAX}}-V_{\mathrm{LOAD_MIN}}}{\mathrm{ESR}+R_{\mathrm{EXT}}}=\frac{16-3.036}{29.6}=61.85\mathrm{mA}$$

从上式中看出，由于串联电阻较大，电流变化量的比率减少到 1.6：1。并且最大电流也小于 LED 额定电流 70mA。

除非 LED 是互相匹配的以保证正向压降相同，否则流过一串 LED 的电流和其他串是不

同的。

如在照明应用中使用了很多 LED，它们经常由 LED 串并联成阵列。因为 LED 串是并联的，电源电压对于每个串是一样的。然而，因为每个 LED 的正向压降不同，每个 LED 串总的正向压降也就不同。另外，正向压降还受环境温度影响。为了保证所有的 LED 具有相同的亮度，流过每个串的电流应该相等。

常规的解决办法是，在每个 LED 串中串联一个限流电阻，并且用同一电压源为这些 LED 串供电。在考虑环境温度和器件电压变化量的情况下，电阻上的实际电压降应该保证电流保持在设定的范围内。这个方法成本低，但是效率低，热损耗大，同时也要求电压源稳定。

驱动 LED 阵列的一个较好的办法是，调整通过所有串的总电流，并且设计一个使电流在各个串上平均分配的方法。这就是下一节要介绍的有源电流控制。

3.1.2 有源电流控制

尤其当电源的精度不高时，串联电阻并不是一个好的电流控制方法，这里将介绍有源电流控制。有源电流控制利用晶体管和反馈来调整电流。这里我们仅讨论用电压源驱动 LED 的情况，用电流源驱动 LED 的情况将在 3.2 节讨论。

限流电路包括以下环节：调节器件，如 MOSFET 或者双极晶体管；电流传感器，如小阻值的电阻；以及电流传感器和调节器件间的反馈电路（有增益或者无增益）。这些功能如图 3-2 所示。

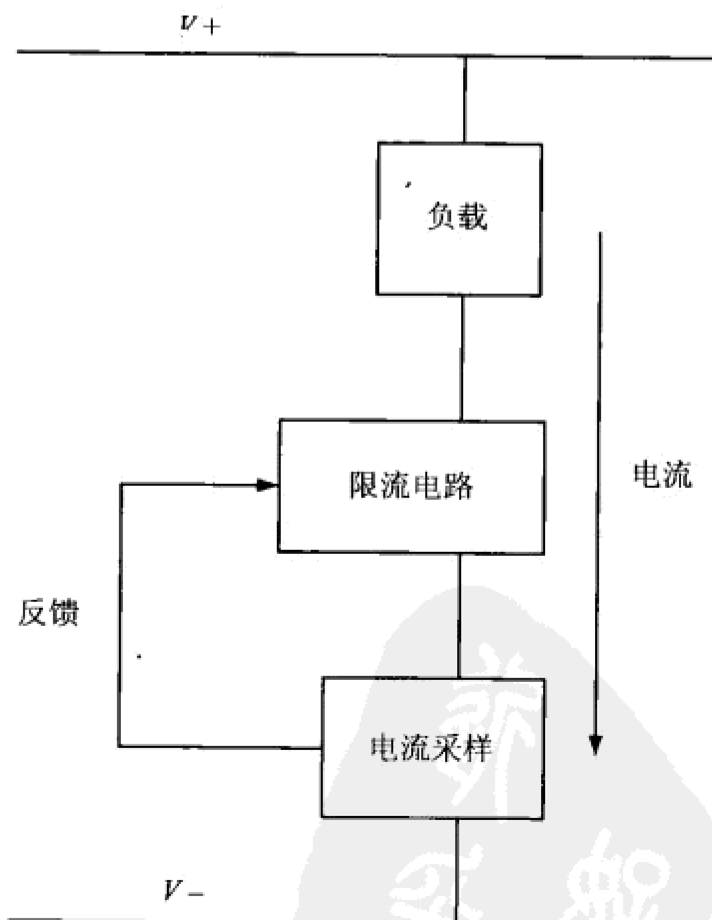


图 3-2 限流电路功能框图

最简单的限流电路是耗尽型 MOSFET。它有三个端分别称为栅极（G）、漏极（D）和源

极（S）。像其他 MOSFET 一样，D-S 间是否导电取决于 G-S 间的电压。与增强型 MOSFET 不同，耗尽型 MOSFET 是常开的，因此在 G-S 电压为零时有电流流过。当栅极电压比源极低时，MOSFET 关断，如图 3-3 所示。典型的关断电压是 −2.5V。

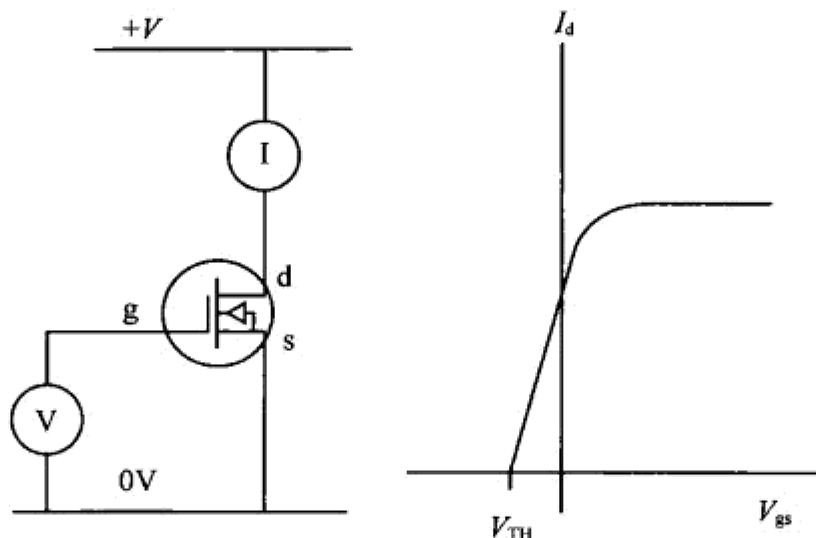


图 3-3 耗尽型 MOSFET 的特性

采用耗尽型 MOSFET 的限流电路用与源极串联的电阻进行电流检测，如图 3-4 所示。栅极连接到一个负电压（0V）。电阻上的电压随着流过的电流增加而增加，所以 MOSFET 源极电压比栅极电压高。换句话说，相对于 MOSFET 的源极，栅极电压越来越负。当电压低到 MOSFET 的关断电压，MOSFET 关断，于是通过这种方式调节电流。

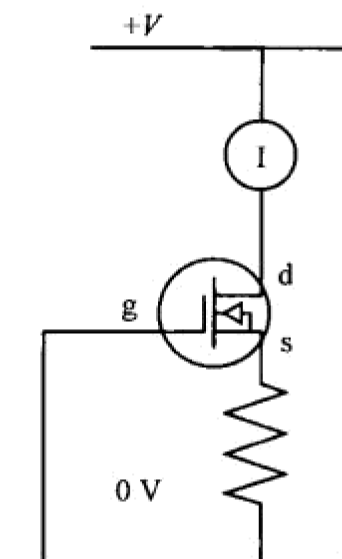


图 3-4 耗尽型 MOSFET 限流电路

采用耗尽型 MOSFET 的缺点是栅极阈值电压（V_{th}）处在一个较宽的范围内。典型阈值电压为 −2.5V 的 MOSFET 的实际阈值电压范围为 −1.5~−3.5V。优点是漏极到源极之间的击穿电压很高，因此采用耗尽型 MOSFET 的限流电路可以防止瞬时的短路（长期的高压能导致 MOSFET 过热）。

简单的集成限流电路是用电压调节电路代替耗尽型 MOSFET，如图 3-5 所示。参考电压在芯片内部，故更加精确。这种电路的缺点是，电压调节电路有大约 3V 的最小压降。该电路是用作电流吸收电路还是电流源电路，取决于负载连接到电源正还是电源负。

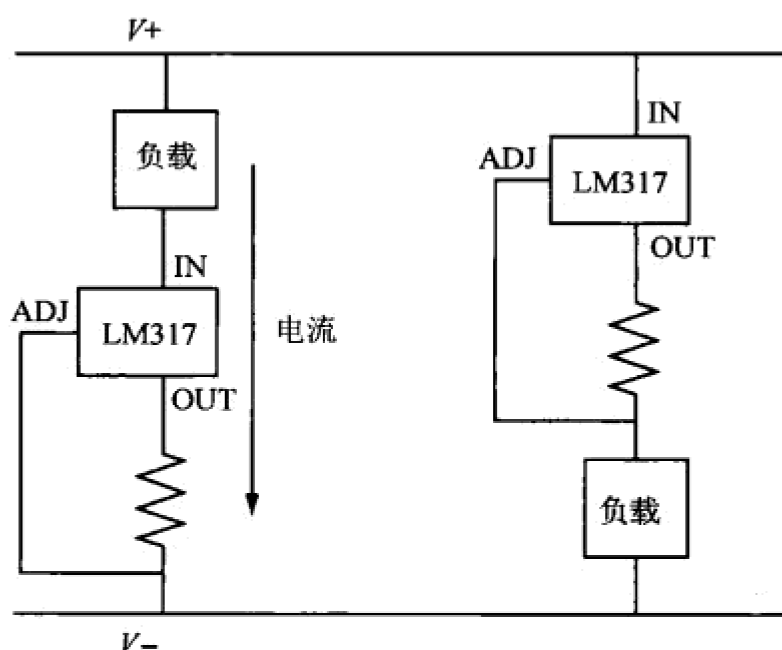


图 3-5 用线性调压电路构成限流电路

LM317 有一个反馈引脚 REF，用于控制电流的调节。当检测电阻上的电压超过了 1.25V 时，通过 LM317 的电流将减小，直到输出端（OUT）的电压小于 1.25V。

采用了精度高的限流电路后，将并联 LED 串接到同一电压源，每个 LED 串的电流几乎相同。

通过每个 LED 的电流相同，每个 LED 发光的亮度也相同，这样在 LED 阵列中就没有辉点产生了。

这里探讨的限流电路纯粹是为了说明 LED 是怎样由恒压源驱动的。接下来，在第 4 章中将讨论线性调节电路，在第 5 章到第 10 章中将讨论开关调节电路。

3.1.3 短路保护

前面提到的限流电路能提供自动短路保护。如果 LED 发生短路，限流电路的电压升高，功耗将成为主要问题。

如果在负载短路时，不能容忍这么大的功耗，必须使用电压监测电路。当限流电路两端出现比期望值高的电压时，必须限制电流以保护电路。前面提到的 LM317 芯片，本身就有过热关断保护功能。

3.1.4 故障检测

如果 LED 有短路发生，限流电路的电压将增加。我们可以根据这个变化来检测故障。在图 3-6 所示的电路中，NPN 晶体管的基极串联了一个 10V 的稳压二极管，当 LM317 的 IN 引脚的电压达到约 11V 时，稳压二极管导通，并且使晶体管导通。这样把 FAILURE 线的电压拉到 0V，指示 LED 两端发生了短路故障。

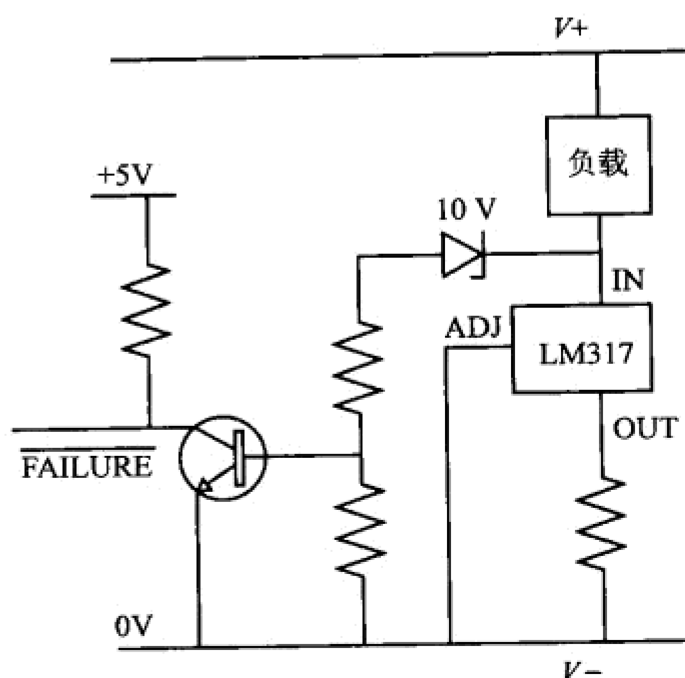


图 3-6 负载短路指示

3.2 电流源驱动

因为 LED 的特性类似恒压负载，所以它能直接与电流源相连。利用 LED 的特性能确定 LED 或者 LED 串的电压。单独的电流源不能限制电压，所以要小心使用以提供一些限压措施，这将在下面的小节中详细论述。

如果电流源电路产生的电流比 LED 所需的电流大，则需使用均流电路。最简单的均流电路是电流镜，它可以根据主 LED 串的电流来平均分配各 LED 串的电流。

简单的电流镜（也称镜像电流源）如图 3-7 所示。电路的基本原理是，如果互相匹配的晶体管的基极和发射极之间的电压相同，则集电极的电流也相同。把所有的晶体管基极连接在一起，发射极也连接在一起，这样基极和发射极之间的电压就相同了，因此集电极的电流也一样。

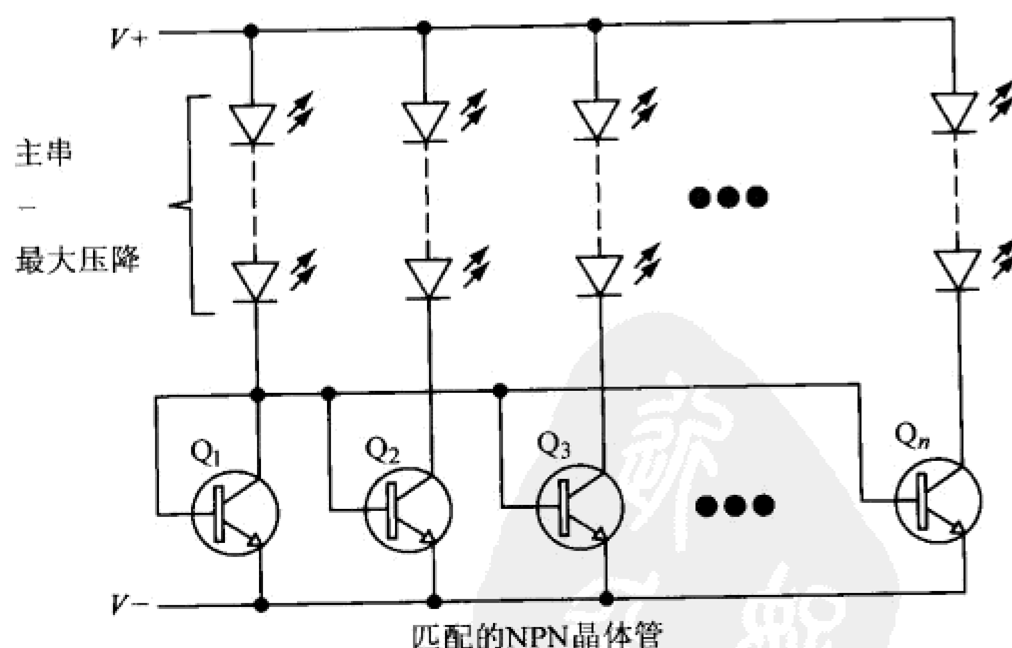


图 3-7 电流镜电路

其他串的电流是由主 LED 串控制的。因为晶体管 Q_1 的基极和集电极是连接在一起的，在

集电极电压降到足够低到关断之前，Q_1 是完全导通的。其他晶体管（Q_2 到 Q_n）的基极连接到 Q_1 的基极，它们的集电极电流和 Q_1 的相同。通过 Q_1 到 Q_n 的总电流等于电流源的限值。

要使电流镜正确工作，主 LED 串的压降必需比其他串都要高。在从 LED 串中，Q_2 到 Q_n 的集电极和发射极的 PN 结上存在压降。从电路通过提高或者降低晶体管上的这一压降来调节电流。

3.2.1 均流电路的自调节

图 3-8 所示的另外一种均流电路能自动调节 LED 串的电压。假设 LED 阵列由一个电流源供电，则各个支路的电流应该相同。如果其中某个支路因故障或设计为未连接而开路，总的电流将在其余所有支路之间平均分配。和简单的电流镜电路不同，这种电路可以根据 LED 串之间的最大期望电压差来自动调节，最大期望电压差与该串中 LED 的数量和 LED 型号有关。这些器件必须能散发由各串总电流和调节器的动态调整压降而产生的热。

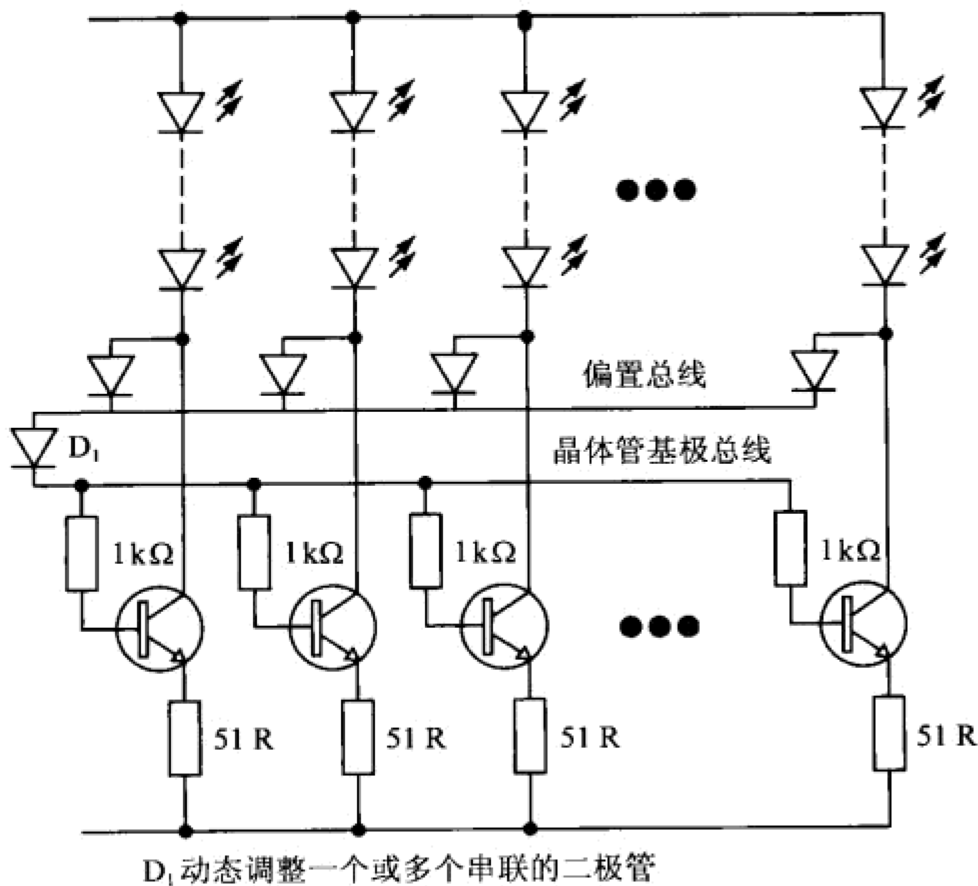


图 3-8 自调节均流电路

在高可靠性的应用场合，单个 LED 故障不会对总输出亮度有影响。均流电路可以解决这个问题。当某个 LED 发生短路故障，该串的电压相应降低。均流电路能调节电压的变化来重新平均电流。当 LED 串发生开路故障，均流电路能自动地把总电流在其余串中平均分配，以这种方式保持输出亮度。在此应用中，需额外接一个冗余二极管串，因此在所有故障的情况下 LED 都不会发生过流。

各个支路的电流平均分配依靠晶体管参数的完全匹配，并且参数要非常接近（理想的情况是，在一个芯片里集成若干个匹配的晶体管）。当任何一个晶体管因 LED 串电压的剧烈变化而

饱和时，电路将失去均流功能。

与各个晶体管集电极连接的二极管检测各个支路的电压。用最高电压的支路（相对于最低正向电压的 LED 串）为晶体管提供偏置，使它们工作在放大区。所有二极管的阴极连接到公共的“偏置总线”。

为了调节串电压的变化并且防止分流晶体管饱和，在“偏置总线”和“晶体管基极总线”之间连接了二极管。如果电压变化很大，可以外接多个二极管。如果串电压的变化比一个二极管的压降小，这两个总线可以接到一起。

当某个支路断开，流过相应调节晶体管的基极电流会较高，其他连接支路的电流分配受到影响。因此为了保证整个电路的正确工作，在“晶体管基极总线”和各个晶体管的基极之间接了一个电阻（约 1kΩ）。

3.2.2 电压限制

理论上，恒流驱动器的输出电流是不用限制的。在线性负载的情况下，该电压等于输出电流与负载电阻的乘积。在负载为 LED 时，电压的限值取决于一个串中 LED 的数量。

实际中，因为电流源供电时器件会因输出电压太高而损坏，所以必须限定最大输出电压。为了防止电路损坏，必须限制 LED 串的电压，电压的等级依据具体电路来制定。

安规将在第 10 章讨论，但是美国保险商实验室（UL）的 2 类和安全超低电压（SELV）要求限值低于 60V DC 或者 42.4V AC，因此设计产品时，需同时考虑交流电源隔离和输出电压限值，以满足以上规定的要求。这种情况下，应限制串中的 LED 的数量，保证整串的电压低于 60V。

3.2.3 开路保护

一些恒流驱动器，尤其是开关升压变换器的，会意外地产生可损坏驱动电路的高压。这些电路需要一个关机机制。标准的做法是，当输出电压超过设定值后由二极管进行反馈。一些集成电路内部的过压检测器可以封锁输出，只有当电源重启以后，LED 才能再次正常工作。当开路故障恢复后，其他一些电路会自动重启（如当重新连接了 LED 时）。

一些芯片有过压检测电路（内部比较器），当比较器的输入电压高于参考电压时，关断 LED 的驱动信号。通常由两个电阻组成的分压器把输出电压按比例降到与参考电压相同的等级。

3.2.4 检测 LED 故障

在恒流电路中，LED 故障会导致整串 LED 断路（LED 开路故障时）或单个 LED 熄灭（LED 短路故障时）。

在 LED 开路故障时，电流源的输出电压因负载减小而升高。当检测到电压的升高后，产生故障信号。当电路中的过压保护起作用后，可以指示故障状态。

如果用电流镜电路驱动由许多LED构成的阵列，哪个LED串开路决定了LED开路的后果。在如图3-7所示的基本电流镜电路中，如果主LED串发生开路故障，将导致所有LED串没有电流而不发光。检测输出电压的升高是一个解决办法。然而，如果副串中LED发生LED开路故障，则流过其他串的电流增大，输出电压不会明显升高（仅仅因额外电流流过ESR使电压升高）。但由于LED开路使晶体管没有连接到电源正极，所以故障串的晶体管集电极电压会降到0V。可以通过这一现象来检测故障。

对于低电流LED，可以在LED串中串联一个光耦。普通光耦包括一个LED和光敏晶体管。流过LED的电流可以使晶体管导通。当电流流过LED串和光耦内部的LED，光耦内部的晶体管导通。如果该串开路，则没有电流流过光耦内部的LED，晶体管不能导通。

3.3 测试LED驱动电路

尽管必须用实际的LED负载进行测试，但是在开始测试阶段用假负载测试是明智的。这样做有两个主要原因，一是LED比较昂贵，尤其大功率LED比驱动电路还要贵；二是长时间在高亮度的LED灯光下工作会造成眼睛过度疲劳和临时视觉损伤(如果在较近的范围观看LED)。此外，一些假负载能设置电流限值，使故障检测变得容易。

用稳压二极管做假负载

稳压二极管能作为LED的假负载，如图3-9所示，这是一个最简单最廉价的负载。1N5334B是3.6V、5W的稳压二极管（在350mA时典型稳压值3.6V）。这不是一个完美的假负载，其反向电压（3.6V）比Lumileds公司的Luxeon Star 的1W LED的正向电压略高。1N5334B的动态阻抗为2.5Ω，比Luxeon Star的1W LED 的1Ω阻抗高。该阻抗会影响一些有反馈环节的开关LED驱动器，而对简单的降压电路影响很小。

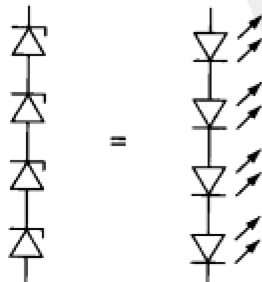


图3-9 稳压二极管假负载

有源负载是比较精确的。在理论上，恒压负载的阻抗为零，因此简单串联一个小电阻可以得到合适的阻抗。商用有源负载能设成恒流或者恒压模式，恒压模式可以用于模拟LED负载。

恒压负载可以用便宜的分立元件设计而成，如图3-10所示。这是一个自供电的负载，所以能与地隔离。可使用稳压二极管以获得所需的电压（在晶体管发射极和基极间加0.7V电压）。

该晶体管是一个功率器件，需要固定在散热片上。

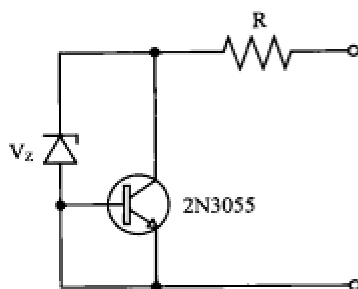


图 3-10 有源假负载

图 3-10 中的电路是低阻抗电路。尽管稳压二极管有几欧姆的阻抗，但是流过它的电流很小，晶体管可以通过增益 HFE 来减少电路的阻抗。假设晶体管的 HFE 在 1A 时等于 50，并且稳压二极管的阻抗 Z_d=3Ω，那么集电极电流从 1A 变成 500mA 时，基极电流从 10mA 上升为 20mA。基极电流的 10mA 变化导致稳压二极管电压上升 30mV。晶体管集电极的变化等效于一个 0.06Ω（30mV/ 0.5V）的阻抗。换句话说，电路的阻抗等于二极管的阻抗除以晶体管的增益。

0.06Ω 太小，但是功率电阻可以串联起来以获得期望的阻抗值。因为负载电流有可能很大，所以晶体管和串联电阻需要选用额定功率较高的型号，并且晶体管需要固定在大散热片上。

3.4 常见错误

最常见的错误是，当测试样机电路时，用昂贵的大功率 LED 作为负载。相反，应该用 3.6V、5W 的稳压二极管来代替每个 LED。当电路在所有条件下都测试过后，才能用 LED 作为负载进行测试。

3.5 小结

当大量 LED 模块可以并联时，具有调压功能的 LED 驱动器是较好的选择。各个模块将采用各自的线性电流调节器。用在商店招牌上的管道灯就是一个例子。

当大量 LED 串联连接时，调节电流功能的 LED 驱动器是较好的选择。串联连接保证流过所有 LED 的电流都相等，并且各个 LED 的发光亮度也基本相同。

考虑到效率，当驱动大功率 LED 时，具有恒流输出的开关驱动器较受青睐。效率可以达到 75%~90%。如果使用了恒压源，还需要在 LED 上串联线性大电流调节电路，这样会导致电路效率降低，并且增加电路的散热问题。

第 4 章 线 性 电 源

4.1 简介

把线性电源作为驱动 LED 的首选，原因有很多。线性电源完全没有任何 EMI 辐射，从商用角度看其成本也很低。然而用线性电源来驱动 LED 也有很多缺点：在一些应用中，线性电源的效率很低，因而会产生热问题；还有一些应用中，比如使用交流电网供电时，线性电源显得体积太大。

4.1.1 电压调节器

许多电压调节器都以 LM317 为核心，该芯片最初是由美国国家半导体公司生产的，但现在许多厂商都可以生产了。LM317 内部主要包括：（1）一个功率开关，为 NPN 晶体管；（2）一个电压参考模块，它提供 1.25V 参考电压；（3）一个控制功率开关的运算放大器。如图 4-1 所示。该运算放大器使输出电压等于调整引脚（ADJ）的电压与参考电压的差。

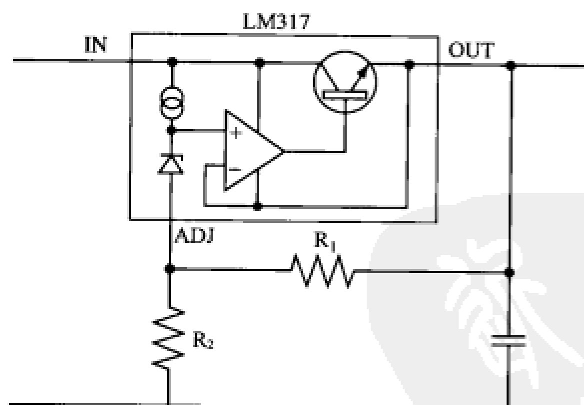


图 4-1 LM317 调压器

为了产生某一个恒定的输出电压，在输出引脚（OUT）与 ADJ 引脚之间连有反馈电阻，而且在 ADJ 引脚与地之间接有陷流电阻，两个电阻组成一个分压电路。为了能从电压调整模块拉出最小为 5mA 的电流并维持稳定，通常反馈电阻取 240Ω。接到输出端的电容也有助于稳定。输出电压可通过下式得到

$$V_{OUT}=1.25\times\frac{1+R_2}{R_1}+I_{ADJ}\times R_2$$

注意，最坏的情况下 $I_{ADJ}=100\mu A$。

LM317 电压调节器的派生器件包括正固定电压输出模块（LM78xx）和负电压输出模块

（LM 79xx），xx 表示输出电压，如 LM7805 为输出+5V 电压和 1A 电流的电压调节器。

为了使 LM317 及其派生器件正确工作，输入输出间需要一最小电压差。这个电压差取决于流过电压调节器的电流（电流越大要求的电压差越大），其典型值为 1~3V。因为输出引脚 OUT 的电压与参考电压相等，所以输入输出间的电压差等于内部恒流源两端的电压。

低跌落电压调节器使用 PNP 晶体管作为功率开关，其发射极连接到输入端 IN，集电极连接到输出端 OUT，如图 4-2 所示。该模块还有一个接地引脚，使芯片能够产生独立于输入输出电压差的内部参考电压。该模块的导通电压可小于 1V。

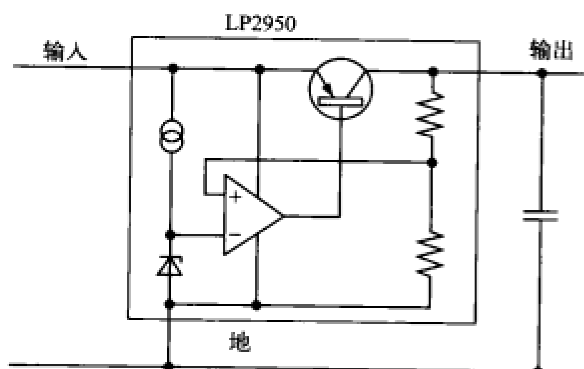


图 4-2 低跌落电压的调压器

4.1.2 电压调节器用作电流源或电流陷

如图 4-3 所示的两个电路使用电压调节器作为限流器，其中一个构成电流源，另外一个构成电流陷。

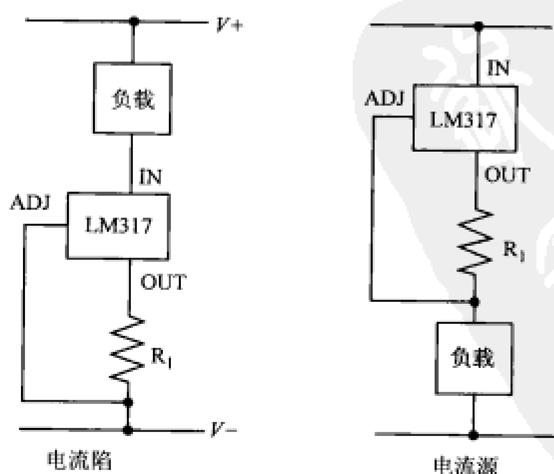


图 4-3 使用 LM317 的恒流源电路

如前所述，当 LM317 的 OUT 引脚与 ADJ 引脚有 1.25V 电压差时，LM317 就能实现调压功能。在图 4-3 中，OUT 引脚与 ADJ 引脚间接有电流检测电阻（R_1）。流过 R_1 的电流将产生

电压降，使 OUT 引脚的电压高于 ADJ 引脚。当这个压差达到 1.25V 时，LM317 将实现调节电流的功能。因而电流限制为

$$I = \frac{1.25}{R_1}$$

4.1.3　恒流电路

恒流电路种类很多，一些使用集成电路，一些使用分立元件，还有一些使用集成电路和分立元件的混合电路。在本小节中，将对每种类型举一些例子。

简单的电流陷电路使用了运算放大器，其输入电压范围可以扩展到负数，如图 4-4 所示。为了设置电流等级，需要一个参考电压。电流检测电阻的电压降与参考电压进行比较，运算放大器的输出电压就升高或降低以控制电流。参考电压可以是有温度补偿的精确参考，也可以是一个稳压二极管。击穿电压为 6.2V 的稳压二极管通常温度系数和动态阻抗最小。

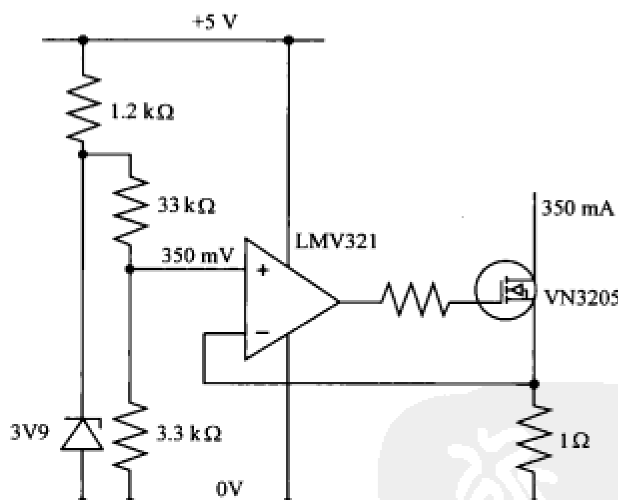


图 4-4　由运算放大器构成的恒电流陷电路

4.2　优点和缺点

线性电源的优点是没有 EMI 辐射问题，但也不能夸大这个优点。

开关电源看起来似乎没有多少元件，但这并没有考虑 EMI 滤波和屏蔽电路。这些附加电路将使 LED 驱动电路的整个成本增加两倍。如果 LED 是分布式的，比如没有任何 EMI 防护能力的管道灯，则共模和差模滤波电路都是必须的。另外，共模电感成本较高。

线性 LED 驱动电路的一个缺点是效率低，效率为 LED 电压与输入电压的比。如果输入电压高于 LED 电压，则其效率就低。在这种情况下，效率低下将引起热问题，可能要使用散热片，而这也将导致电路体积增加，成本也有所增加。要注意的是，当输入电压仅比 LED 电压高一点

时，使用线性电压调节电路的效率将比使用开关电压调节电路的效率高。

线性电源供电的 LED 驱动电路有体积大的缺点。因为总是需要一个降压变压器（除非 LED 串电压非常接近交流供电电压的峰值）。频率 50Hz 或 60Hz 的工频变压器体积庞大并且笨重，接在桥式整流器后的滤波电容通常体积也较大。因为整流电压与 LED 串电压之间的差是变换的，因此效率也将随着输入交流电压的增大和减小而不断变化。

4.3 局限性

线性电源的主要局限性在于，LED 电压总是低于电源电压。线性电压源和电流源不能提高其输出电压，使输出电压高于输入电压。而开关电源可以使输出电压高于输入电压。我们将在后面几章讨论这个问题。

4.4 设计线性 LED 驱动电路时的常见错误

最常见的错误是忽略了功率损耗。简单地说，功耗就是电压调节电路的压降乘以流过的电流。如果压降很高，则必须限制电流，使元件的功耗保持在其功耗限值以内。即使标签端焊有一定面积的铜，表面贴装的 D-PAK 封装器件的功耗也应限制在 1W 以下。现在，通常在表面贴装元件上安装散热片来降低功耗。

另外一个常犯的错误是忽略启动时的情况。电压调节电路的输入电压额定值必须足够高，以允许输出接到 0V（地）。这是因为在启动时，输出电容还没有被充电，因而电压是 0V。只有经过一段短暂的输出电容充电时间之后，调节器两端的电压差才能降低。电压调节电路的输入电压额定值必须大于最大输入电压。



第 5 章　基于降压变换器的 LED 驱动电路

我们研究的第一个开关 LED 驱动电路是降压变换器。它是最简单的开关驱动电路，应用于负载电压不高于输入电压约 85%的场合。85%的限制是由控制系统开关延迟造成的。在降压变换器中，通常利用功率 MOSFET 的开关动作来控制输入电压，对电感及与其串联的 LED 负载的电压进行调节。当 MOSFET 导通时，电感存储能量；当 MOSFET 关断时，电感的储能为 LED 提供电流。当 MOSFET 关断时，接在 LED 和电感两端的二极管提供了电流返回的路径。降压 LED 驱动电路的简图如图 5-1 所示。

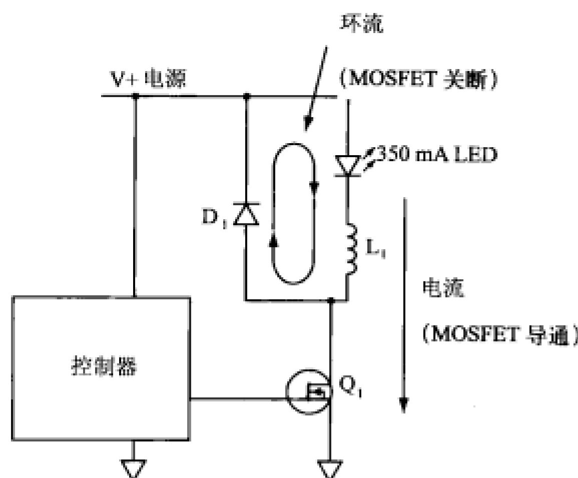


图 5-1　降压 LED 驱动电路图

在离线和低电压应用中，用降压变换器作为 LED 的驱动电路非常有吸引力，因为降压变换器可以非常高效地产生恒定的 LED 电流。在输入电压和 LED 电压波动较大的情况下，采用峰值电流控制的降压变换器仅需简单的反馈控制设计，就能使 LED 电流波动较小。另外，合理设计降压变换器，会使其效率超过 90%，所以基于降压变换器的驱动电路是一种驱动高亮度 LED 的很有吸引力的解决方案。

5.1　一款降压变换器控制芯片

Supertex HV9910B 集成电路是专门为 LED 驱动电路设计的。这款芯片是一个很好的例子，用它可实现低成本，较少元件数量的连续导电模式降压变换器（该芯片仅需要附加三个辅助元件就可以工作）。使用该芯片还可以很容易地实现线性调光或 PWM 调光。HV9910B 的内部结构如图 5-2 所示。

HV9910B 有两个电流采样阈值电压，一个为内部的 250mV，另外一个是 LD 引脚处的外部电压，实际工作时使用的阈值电压为两个电压中较低者。因为采样电压低，故可使用较小的电

阻来检测电流，这意味着效率会更高。

HV9910B 的最小输入电压可以低至 8V，在汽车运用中较为合适，最大可以承受 450V 的输入电压，非常适用于离线应用。该芯片内部有一个电压调节器，将输入电压调节为 7.5V，为芯片内部电路供电，省去了外部低压电源。该芯片有直接驱动外部 MOSFET 的能力，而无需任何附加驱动电路。

图 5-2 Supertex HV9910B

5.2 直流应用中的降压电路

对于直流应用，可以采用如图 5-3 所示的电路图。

图 5-3 直流应用的降压电路

5.2.1 设计规格

输入电压范围：10~30V。
LED 串的电压范围：4~8V。
LED 电流：350mA。
期望效率：90%。

5.2.2 开关频率和电阻（R_1）的选择

开关频率决定了电感 L_1 的尺寸。开关频率高将使电感 L_1 的尺寸减小，但会增大电路的开关损耗。低输入电压应用中，两者折中后，典型的开关频率为 $f_s=150\text{kHz}$。从 HV8810B 的手册可知，为了达到这个频率，接在 RT 引脚和地之间的定时电阻应为 150kΩ。

然而在这种情况下，最小输入电压只有最大输出电压的 80%。在降压变换器中，MOSFET 的占空比（开关导通时间与开关周期之比）用公式 $D=V_{OUT}/V_{IN}$ 计算，它也等于 80%。但是在连续导电模式下，当占空比超过 50%后，将导致系统不稳定。为了防止系统失稳，必须使降压电路工作在恒关断时间模式。在 HV9910B 的 RT 引脚和 GATE 引脚间接一个定时电阻就可以实现恒关断时间模式。当定时电阻一端为 0V 时，定时电路仅对内部电容充电；MOSFET 关断时，GATE 引脚电压为 0V。因而关断时间是恒定的，而开关频率会随着负载电压的变化而变化。

如果我们选择定时电阻，设定恒定的关断时间，比如说 5μs，则占空比为 80%时，导通时间为 20μs，开关频率将为 40kHz。在另一极端情况时，输入电压为 30V 且负载电压为 4V，占空比为 13.33%，则导通时间为 767ns，此时频率为 173.4kHz。平均开关频率大约为 100kHz，因此我们可以根据这一点来选择其他元件。设置关断时间为 5μs 时，定时电阻取为 100 kΩ。

5.2.3 输入电容（C_1）的选择

电解电容可以很好地保持电压，但是其等效串联电阻（ESR）使其不适合用于吸收降压变换器产生的高频纹波电流，因此，需要并联一个镀金属聚丙烯电容或陶瓷电容来吸收高频纹波电流。所需的高频电容可以用下式计算

$$C_1=\frac{I_o\times T_{OFF}}{(0.05\times V_{min})}$$

对于本例，所需的高频电容大约是 4.7μF、50V。这个电容应放在电感 L_1 和 MOSFET 附近，使高频环流在 PCB 上的区域最小。实际中，在两个这样的电容之间加一小电感就构成了 PI 滤波器，用来限制 EMI 辐射。

5.2.4 电感（L_1）的选择

所需的电感值取决于允许流过 LED 的纹波电流大小。假设 LED 允许的纹波电流是±15%(总共为 30%）。

电感最常用的公式为 $E=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ 。考虑 MOSFET 关断期间，电感为 LED 提供能量，$E=V_{LED}=V_{o,max}=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$，公式的另一种写法是 $L=V_{o,max}\frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}i}$。此时，d$i$ 是纹波电流，等于 $0.3\times I_{o,max}$，dt 是关断时间。

因此在整流电压为额定值时，可用下式计算电感 L_1：

$$L_1=\frac{V_{o,max}\times T_{OFF}}{0.3\times I_{o,max}}$$

本例中，L_1=380μH，最接近的标准值是 470μH，比计算值稍高一些，因而纹波电流将小于 30%。

电感的额定峰值电流为 350mA 再加上 15%的纹波

$$i_p=0.35\times 1.15=0.4\text{A}$$

电感电流的有效值等于平均电流（即 350mA）。

5.2.5 MOSFET（Q_1）和二极管（D_2）的选择

MOSFET 的峰值电压等于最大输入电压。采用 50%的安全裕量

$$V_{FET}=1.5\times 30\text{V}=45\text{V}$$

MOSFET 电流的最大有效值取决于最大占空比，在本例中是 80%，因而 MOSFET 电流额定值是 $I_{FET}\approx I_{o,max}\times 0.8=0.28$A。

通常选择 MOSFET 的额定电流为上述电流的三倍，使开关时器件电阻的损耗最小。对于此例，选择额定电压 50V，额定电流>1A 的 MOSFET。Supertex 的 VN3205N8 额定电压为 50V，额定电流为 1.5A，是适合于本例的器件。

二极管峰值电压额定值与 MOSFET 的相等。因而

$$V_{diode}=V_{FET}=45\text{V}$$

在最恶劣的情况下（占空比最小），二极管电流的平均值是

$$I_{diode}=0.87\times I_{o,max}=0.305\text{A}$$

选择额定电压为 60V，额定电流为 1A 的肖特基二极管。国际整流器公司（IR）的 10BQ060 适合于本例。

5.2.6 检测电阻（R_2）的选择

检测电阻的值通过下式得出：

$$R_2 = \frac{0.25}{1.15 \times I_{o,max}}$$

如果采用内部0.25V的阈值电压计算，则上式得出的结果是正确的。否则应该用LD引脚的电压来代替上式中的0.25V。注意，由于假定总纹波电流为30%，所以电流限值比最大电流高出15%。

在此例中，R_2=0.625Ω，最接近的标准阻值为R_2=0.62Ω。

如果标准阻值与计算阻值相差较大，或者要求检测电阻的功率损耗更小（可增加效率），可在LD引脚接一个分压电路，并设置更低的电压。假设使用0.47Ω的电阻，那么，可以在0.25V的基础上，按照0.47/0.625=0.752的比例减小LD引脚的电压，即188mV。

注意，在MOSFET开关期间，需要高频电流脉冲对栅极充电，此时旁路电容C_3的作用是保持HV9910B内部电源电压V_{DD}稳定。C_3的典型建议值为2.2μF、16V，由于此例中MOSFET栅极电荷非常低，所以C_3也可以用1μF、16V的电容替代。

5.2.7 设计低压降压电路时的常见错误

1. 使用大电感

似乎电感越大越能减小纹波电流，但实际上会引起很多问题，因为在两个开关周期之间，电流没有下降到足够低的话，控制芯片就不能正常工作。开关导通时，电流检测电阻两端的电压几乎等于电流检测比较器的参考电压。开关导通时，续流二极管的反向电流和流过电感寄生电容的电流将导致电流浪涌。很小的电流浪涌都会使电流检测电阻上产生电压尖峰，从而触发电流检测比较器，这意味着MOSFET在导通后立即关断。

典型的开关模式为，电感储能的一个开关周期后，紧跟着一个短暂的开关脉冲。虽然这个开关脉冲为电感提供了非常小的能量，却产生了很大的开关损耗，结果造成电路效率下降，并会产生过热和EMI问题。

2. 续流二极管使用了错误的型号

肖特基二极管的正向压降很小，因此其导通损耗很低。然而，当占空比很低时，LED电流大部分时间在续流二极管中流过。假定二极管正向压降为0.45V，流过0.35mA电流时将产生157.5mW的损耗，此时SMA封装的二极管能正常工作，但在大电流应用时应该考虑使用尺寸更大的SMB或SMC封装。注意，肖特基二极管的正向压降随着其额定电流的增大而增加，所以，30V肖特基二极管的V_f比100V肖特基二极管的V_f低很多。

5.3 交流输入时的降压电路

现在开始讨论使用HV9910B的、基于降压电路的LED驱动电路实例，它采用交流电网作为输入。该电路的设计可以采用输入电压为其他范围时的LED驱动电路一样的步骤。电路如图5-4所示。

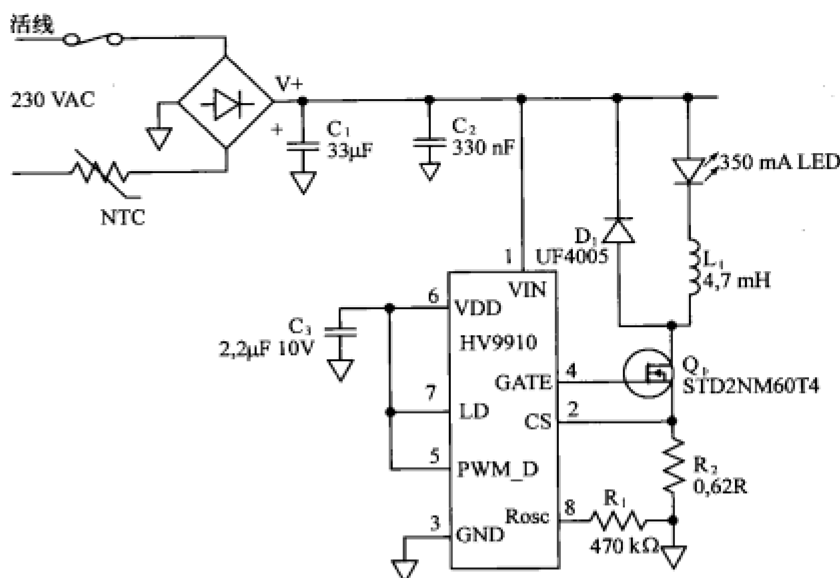


图 5-4 以交流电网作为输入的降压电路

交流输入时，需要强调两个设计要点。除了考虑 LED 驱动，还需要考虑输入电压的低频率和较高的电压值。由于使用的是正弦低频的高压电网电压，因此需要大容量的输入电容，在整流电压以电网电压周期的一半波动时，保持整流电压的稳定。在大电容两端施加高压会产生浪涌电流，使电容损坏，所以需要装设浪涌抑制器（负温度系数的热敏电阻）。

5.3.1 设计规格

输入电压范围：交流 90~265V（额定值 230V）。
LED 串的电压范围：20~40V。
LED 电流：350mA。
期望效率：90%。

5.3.2 开关频率和电阻（R_1）的选择

开关频率决定了电感 L_1 的尺寸。开关频率高将使电感 L_1 的尺寸减小，但会增大电路的开关损耗。高输入电压应用中，两者折中后，典型的开关频率为 $f_s=80\text{kHz}$。从 HV9910B 的手册可知，为了达到这个频率，定时电阻应为 470kΩ。

5.3.3 输入二极管桥（D_1）和热敏电阻（NTC）的选择

二极管桥的电压额定值取决于输入电压的最大值。考虑 50%的安全裕量，乘以系数 1.5。

$$V_{\text{bridge}}=1.5\times\left(\sqrt{2}\times V_{\max,\text{ac}}\right)=562\text{V}$$

电流额定值取决于变换器拉出的最大平均电流，这发生在输入电压最小时（直流电平，在电网线电压峰值间允许输入电容电压下降）和输出功率最大时。最小输入电压必须大于LED串电压的一半，以确保占空比保持在50%以下以便维持系统稳定。对于本例，最小整流电压应为

$$V_{\text{min,dc}} = 2 \times V_{\text{o,max}} = 80\text{V}$$

$$I_{\text{bridge}} = \frac{V_{\text{o,max}} \times I_{\text{o,max}}}{V_{\text{min,dc}} \times \eta} = \frac{14}{72} = 0.194\text{A}$$

本例中，交流电网电压为230V，所以选取了600V、1A的二极管桥。

假设交流电压处在峰值，则热敏电阻应能限制比稳态电流高5倍的浪涌电流。而所需的电阻在常温时为

$$R_{\text{cold}} = \frac{\sqrt{2} \times V_{\text{max,ac}}}{5 \times I_{\text{bridge}}}$$

算出在25℃时，电阻为380Ω。上述计算建议选取阻值为380Ω左右，电流有效值大于0.2A的热敏电阻，但实际中，额定电流1A的120Ω热敏电阻足以满足要求。

5.3.4 输入电容（C_1和C_2）的选择

第一个需满足的设计要求是，最大LED串电压必须小于最小输入电压的一半，这是为了在恒开关频率工作时，满足稳定性要求。已知最小整流电压为

$$V_{\text{min,dc}} = 2 \times V_{\text{o,max}} = 80\text{V}$$

二极管整流桥输出端的稳压电容值应在交流输入电压最小时计算，为

$$C_1 \geqslant \frac{V_{\text{o,max}} \times I_{\text{o,max}}}{\left(2 \times V_{\text{min,ac}}^2 - V_{\text{min,dc}}^2\right) \times \eta \times f}$$

本例中，

$$C_1 \geqslant 26.45\mu\text{F}$$

电容的额定电压应大于输入电压峰值。

$$V_{\text{max,cap}} \geqslant \sqrt{2} \times V_{\text{max,ac}}$$

$$\Rightarrow V_{\text{max,cap}} \geqslant 375\text{V}$$

选取450V、33μF的电解电容。

电解电容的稳压效果较好，但是ESR较大，因此它不适合于吸收由降压变换器产生的高频纹波电流。所以，用镀金属聚丙烯电容与电解电容并联，来吸收高频纹波电流。

所需的高频电容大小为

$$C_2 = \frac{I_{\text{o,max}} \times 0.25}{f_s \times (0.05 \times V_{\text{min,dc}})}$$

本例中，所需的高频电容为 0.33μF、400V。该电容放置在电感 L_1 与 MOSFET Q_1 附近，使 PCB 上的高频环流在很小的区域流动。

5.3.5 电感（L_1）的选择

所用的电感值取决于 LED 允许的纹波电流等级。假设 LED 电流允许存在±15%的纹波（总纹波为 30%）。

最常用的电感公式为 $E = L\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$。考虑 MOSFET 关断期间，电感为 LED 提供能量，$E = V_{\mathrm{LED}} = V_{\mathrm{o,max}} = L\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$，公式的另一种写法是 $L = V_{\mathrm{o,max}}\dfrac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}i}$。此时，d$i$ 是纹波电流，等于 $0.3\times I_{\mathrm{o,max}}$，d$t$ 是关断时间，等于 $\dfrac{\left(1-\dfrac{V_{\mathrm{o,max}}}{\sqrt{2}\times V_{\mathrm{ac,nom}}}\right)}{f_{\mathrm{s}}}$。

然后，利用额定输入电压的整流值计算电感 L_1。

$$L_1 = \frac{V_{\mathrm{o,max}}\times\left(1-\dfrac{V_{\mathrm{o,max}}}{\sqrt{2}\times V_{\mathrm{ac,nom}}}\right)}{0.3\times I_{\mathrm{o,max}}\times f_{\mathrm{s}}}$$

本例中，L_1=4.2mH，最接近的标准值为 4.7mH。由于此值仅稍大于计算值，纹波电流将小于 30%。

电感的额定峰值电流为 350mA 加上 15%的纹波

$$I_{\mathrm{p}} = 0.35\times 1.15 = 0.4\mathrm{A}$$

电感电流的有效值等于平均电流（即 350mA）。

注意电感值大时，线圈的寄生电容也很大，会影响开关损耗。

5.3.6 MOSFET（Q_1）和二极管（D_2）的选择

MOSFET 的峰值电压等于最大输入电压。采用 50%的安全裕量

$$V_{\mathrm{FET}} = 1.5\times\left(\sqrt{2}\times 265\right) = 562\mathrm{V}$$

MOSFET 电流的最大有效值取决于最大占空比，在本例中是 50%。因而 MOSFET 的电流额定值是

$$I_{\mathrm{FET}} \approx I_{\mathrm{o,max}}\times\sqrt{0.5} = 0.247\mathrm{A}$$

通常选择 MOSFET 的额定电流为上述电流的三倍，使开关时器件电阻的损耗最小。对于此例，选择额定电压 600V，额定电流大于 1A 的 MOSFET。ST 的 STD2NM60 额定电压为 600V，额定电流为 2A，是适合于本例的器件。该 MOSFET 的通态电阻为 2.8Ω。占空比为 50%时，350mA 的电流产生的传导损耗为 171mW。

尽管采用较低通态电阻的MOSFET会减小传导损耗，但由寄生电容和二极管反向恢复电流引起的开关损耗会更高。二极管 D_2 在很短的时间内流过反向电流：就像液体流过一个机械阀门——当压力反向时，阀门需要很短的时间关闭并且切断反向流动的液体。这种类比可应用于二极管，因为二极管的导带存在自由电子，在电流消失前，反向电压要清除这些电子。MOSFET每次导通时，都有尖峰电流流过，尖峰电流的大小取决于MOSFET的额定电流，所以额定电流低的器件开关损耗小。

二极管的额定峰值电压与MOSFET的相同，所以，

$$V_{\text{diode}} = V_{\text{FET}} = 562\text{V}$$

二极管的平均电流为

$$I_{\text{diode}} = 0.5 \times I_{\text{o,max}} = 0.175\text{A}$$

选取600V、1A的超快二极管。UF4005是一种便宜的超快二极管，但为了获得更高的效率，应选用像STTH1R06那样的快速二极管。假定350mA时的正向压降为1V，占空比低时传导损耗将小于350mW。开关损耗将比这个值大，但对于快速二极管，因为反向导电时间较短，所以开关损耗较小。

5.3.7 检测电阻（R_2）的选择

检测电阻的大小用下式计算：

$$R_2 = \frac{0.25}{1.15 \times I_{\text{o,max}}}$$

如果采用内部0.25V的阈值电压计算，则上式得出的结果是正确的。否则应该用LD引脚的电压来代替上式中的0.25V。如前所述，LD引脚接的电压应低一些，使 R_2 可以选择合适的值。

本例中，R_2=0.625Ω，最接近的标准电阻值为 R_2=0.62Ω。

要注意在MOSFET开关期间，需要高频电流脉冲对栅极充电，此时旁路电容 C_3 的作用是保持HV9910B内部电源电压 V_{DD} 稳定。即便在交流应用中，像0.1μF这样的小电容也曾被成功使用过，C_3 的典型建议值为2.2μF、16V。开关频率低的话，MOSFET所需的栅极电流也低。当输入电源引脚的电压高一些时，在MOSFET开关期间，内部调节器的压降不会引起欠电压退出。

5.4 由交流相位调光器供电的降压电路

由交流相位调光器供电的LED驱动电路需要特殊的附加电路。这些附加电路是相位调光器电路所需的。相位调光器使用一个由无源移相电路触发的双向晶闸管。由于开关暂态会引起严重的EMI问题，双向晶闸管由电容（典型值10nF）旁路，并且在输出端与一个电感串联。相位调光器电路如图5-5所示。

LED驱动电路未被触发时阻抗很高，这是因为桥式整流器的直流侧接了大电容。双向晶闸管两端的电容使桥式整流器流过小电流，滤波电容开始充电。当电压建立后，LED驱动电路将开始工作，结果造成LED闪烁一下。

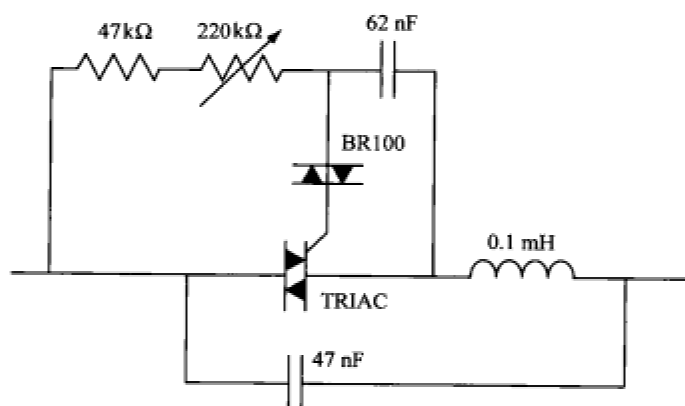


图 5-5 相位调光器电路

这里还需要放电电路，使滤波电容电压低于启动 LED 驱动电路的电压。390Ω 的电阻可使滤波电容的电压低于 5V。为了防止电路工作时功耗过大，采用了简单的电压检测电路，当检测到电压超过 8V 时，就断开 390Ω 电阻。电路如图 5-6 所示。

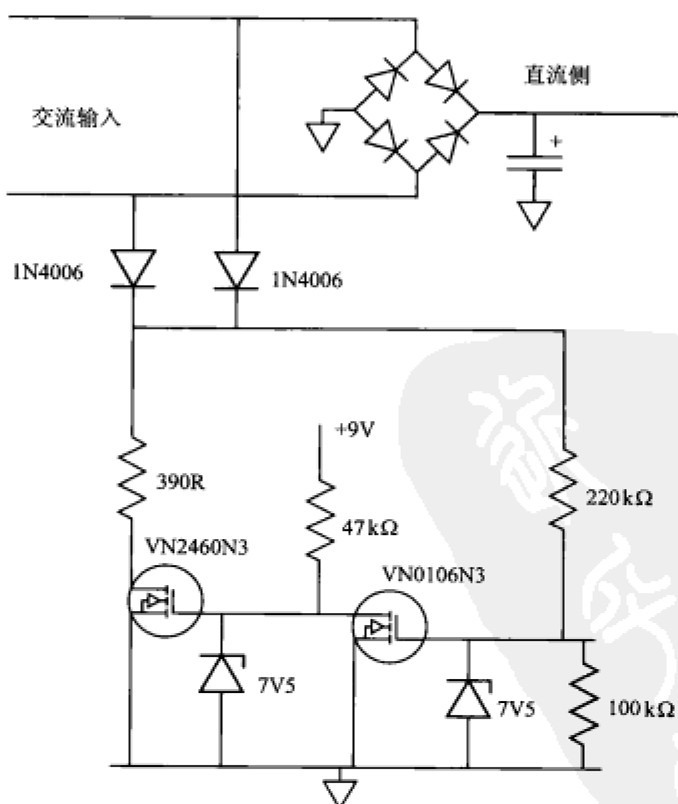


图 5-6 滤波电容放电电路

双向晶闸管需要连接负载。一旦晶闸管被触发，恰好是其负载电流使其维持导通。双向晶闸管是一种能自己维持导通状态的开关。然而，LED 驱动电路在输入电压升到 LED 电压以上之前，并没有为双向晶闸管提供负载，并且 LED 驱动电路需要一段较短的时间，使电流稳定在较高等级，以维持双向晶闸管的导通状态。由于这个原因，低压时必须在 LED 驱动电路的输入两端接入附加负载。

试验表明用 2.2kΩ 电阻作为双向晶闸管的负载，直到电源电压升至约 100V 前，此负载一直接在电路中，但是应在下个半波的上升沿到来前切除。这个功能是由图 5-7 所示的自锁电路实现的。

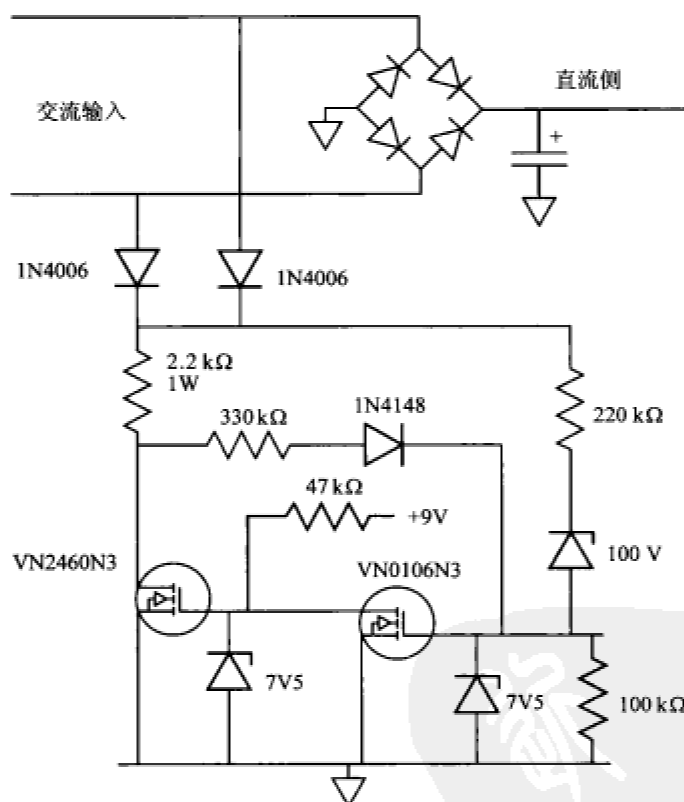


图 5-7　附加的负载开关

上述几个电路可以组合在一起。用于滤波电容放电电路的电压检测电路，还可用来为 LED 驱动电路（PWM 输入）提供使能信号。这样当双向晶闸管关断时，LED 驱动电路也随即关断。组合电路如图 5-8 所示。

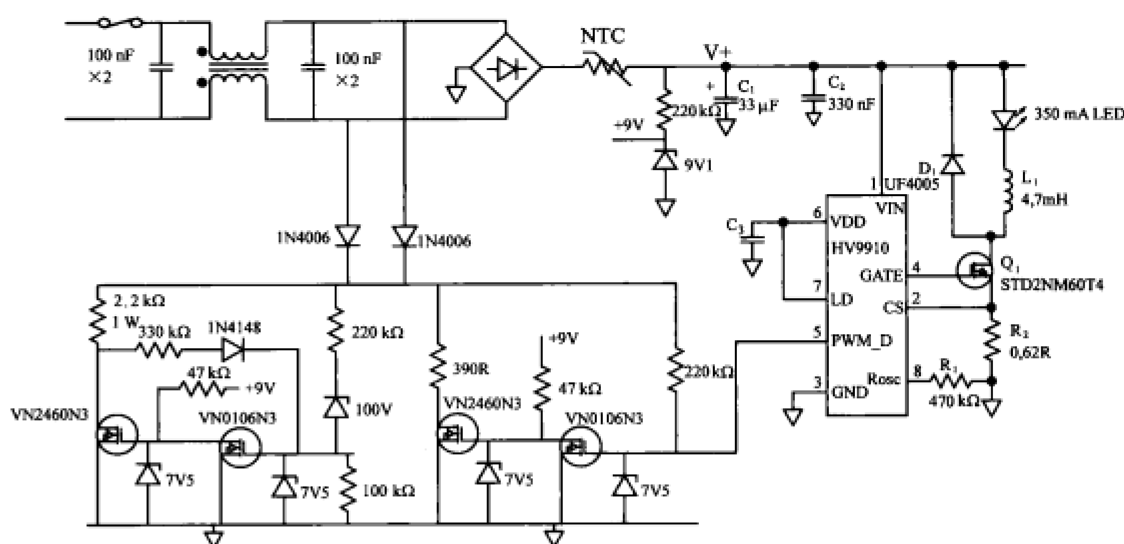


图 5-8　完整的相位调光 LED 驱动电路

5.5　交流输入降压变换器的常见错误

最常见的错误是，试图用交流电网电压驱动单个 LED。占空比等于 V_{out}/V_{in}，所以对于一般为 90~265V 的交流输入，整流电压约为 100~375V。最坏情况出现在电压最高时，若驱动一个正向电压为 3.5V 的白色 LED，占空比为 3.5/375=0.9333%，如果开关频率为 50kHz，则周期为 0.02ms，MOSFET 每周期的导通时间为 186ns。对于电流检测电路来说，这个时间太短了，检测电路来不及响应，导通时间至少应为 300ns。工作于 20kHz 时导通时间为 466ns，这接近于获得精确控制的下限。此时可使用双降压变换器（见下一节）。

另一个错误是，没有考虑电感绕组的寄生电容以及续流二极管的反向电流。这些因素在直流应用时可以忽略，但在整流电压较高的交流应用中不能忽略。MOSFET 的电流峰值会高到足以触发电流采样电路，造成开关异常。这就需要在电流检测电阻和集成电路的电流检测输入端之间连接 RC 滤波器，采用 2.2kΩ 的串联电阻和接地的 100pF 并联电容就可以了。

5.6　双降压变换器

双降压电路不是常见的设计，如图 5-9 所示。它使用了一个 MOSFET 开关，但是电感（L_2 和 L_3）为两个，串联连接。二极管控制了 L_2 的电流，电路正常工作时，L_2 必须工作在断续导电模式（DCM）。

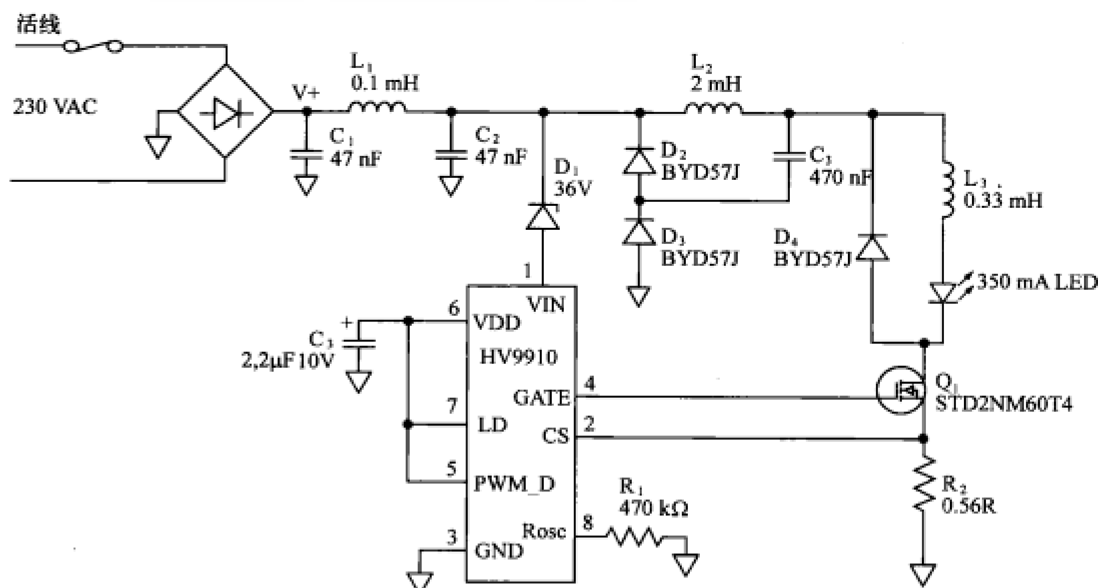


图 5-9 双降压变换器

双降压电路用在输出电压非常低且输入电压很高的场合，例如由交流电网电压驱动单个功率 LED。因为降压变换器的导通时间过小，除非采用非常低的开关频率，否则单一的降压结构不能很好地工作。

假设最大占空比 D_{max} 小于 0.5，还假设第一级（L_2）在 D_{max} 时工作在临界导电模式（BCM）。临界导电模式意味着电感电流一降到零，下个开关周期就到来了。

$$V_{in,min} = \frac{V_o}{D_{max}^2}$$

经变换得

$$D_{max} = \sqrt{\frac{V_o}{V_{in,min}}}$$

此时假设 L_2 工作在 BCM 模式，L_3 工作在 CCM 模式，输入电压最小（$V_{in,min}$）。

$V_{in,min}$ 及 D_{max} 时储能电容电压为

$$V_{c,min} = V_{in,min} \times D_{min}$$

$V_{in,min}$ 时流过输入级电感的峰值电流为

$$I_{L2_pk} = 2 \times I_{L2_avg} = 2 \times \frac{V_o \times I_o}{V_{c,min}}$$

这样，一级电感 L_2 的值为

$$L_2 = \frac{(V_{in,min} - V_{c,min}) \times D_{max} \times T_s}{I_{L2_pk}}$$

DCM 模式的降压变换器（R 为变换器的负载电阻）的变比为

$$\frac{V_c}{V_{in}}=\frac{2}{1+\sqrt{1+\dfrac{8\times L_2}{R\times T_s\times D^2}}}$$

由第一级（且假设第二级工作在 CCM 模式）看，电阻 R 为

$$R=\frac{V_c^2}{P_o}\Rightarrow R\times D^2=\frac{(V_c\times D)^2}{P_o}=\frac{V_o^2}{P_o}$$

将以上两个式子联立（变比为常数）

$$\frac{V_c}{V_{in}}=K=\frac{2}{1+\sqrt{1+\dfrac{8\times L_2\times P_o}{T_s\times V_o^2}}}$$

我们发现 D 与 V_{in} 成反比

$$D=\frac{V_o}{V_c}=\frac{V_o}{K\times V_{in}}$$

可以看出，L_2 的电流峰值为常数。设 $D=K'/V_{in}$，$K'=V_o/K$，由于 V_o 是常数，所以 K 也是常数。

$$\begin{aligned}i_{L2,pk}&=\frac{(V_{in}-V_c)\times D\times T_s}{L_2}\\&=\frac{V_{in}\times(1-K)\times\dfrac{K'}{V_{in}}\times T_s}{L_2}\\&=\frac{(1-K)\times K'\times T_s}{L_2}\end{aligned}$$

现利用最大输入电压（$\sqrt{2}V_{ac,max}$）和最小工作输入电压来定义平均输入电压

$$V_{in,avg}=\frac{(V_{in,max}+V_{in,min})}{2}$$

假设 $V_{in,min}$ 及 D_{max} 时电容电压的纹波为 10%，则储能电容大小为

$$C=\frac{0.5\times I_{L2_pk}\times(1-D_{max})\times T_s}{0.1\times V_{c,min}}$$

平均电压输入时，储能电容两端的电压为

$$C_{c,avg}=K\times V_{in,avg}$$

平均占空比为

$$D_{avg}=\frac{V_O}{V_{c,avg}}$$

接下来计算 L_3

$$L_3=\frac{(V_{c,avg}-V_o)\times D_{avg}\times T_s}{\Delta I_{L3}}$$

5.7 滞环降压变换器

另一个选择是峰值电流控制的降压变换器，可以使用滞环控制方法。采用快速比较器驱动 MOSFET。比较器的输入是高性能的电流检测电路，此电路监测连接在电源正极与 LED 负载间的电阻两端的电压。如图 5-10 所示。

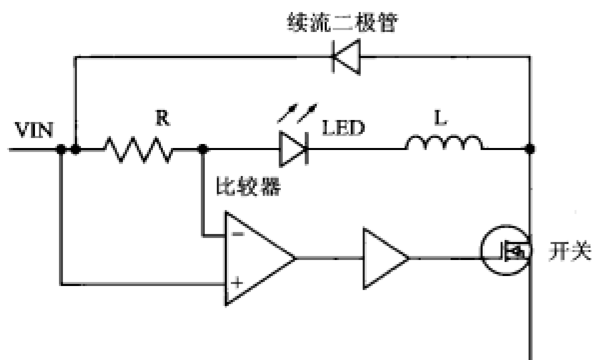


图 5-10 滞环电流控制电路

当电流等于或低于最小参考电压时，MOSFET 导通；当电流等于或大于最大参考电压时，MOSFET 关断，如图 5-11 所示。通过这种方法，平均 LED 电流维持恒定，而不受电源电压和 LED 正向电压的影响。

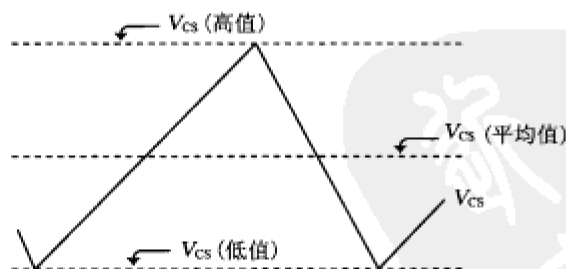


图 5-11 电流检测电压（LED 负载中的电流）

电流等级由合适的电阻值设定

$$R_{SENSE}=\frac{1}{2}\times\frac{(V_{CS(high)}+V_{CS(low)})}{I_{LED}}$$

也就是说，由平均电流检测出的电压（在高值和低值之间）除以所需的 LED 平均电流。滞环控制器的数据手册会给出比较器使用的电流检测电压的高值和低值。

第 6 章　升压变换器

LED 串上电压比输入电压高时，升压变换器（如图 6-1 所示）是理想的 LED 驱动器。通常，输出电压的最小值大约是输入电压的 1.5 倍时，才用到升压变换器。

升压变换器的特点包括以下几项。

- 该变换器的效率很容易设计为大于 90%。
- MOSFET 和 LED 串连接到公共地，简化了 LED 电流的检测。而在降压变换器中，不得不选用高压侧的 MOSFET 驱动器或电流传感器。
- 输入电流可以是连续的，容易滤除输入纹波电流，从而更容易满足任何所需的传导 EMI 标准。

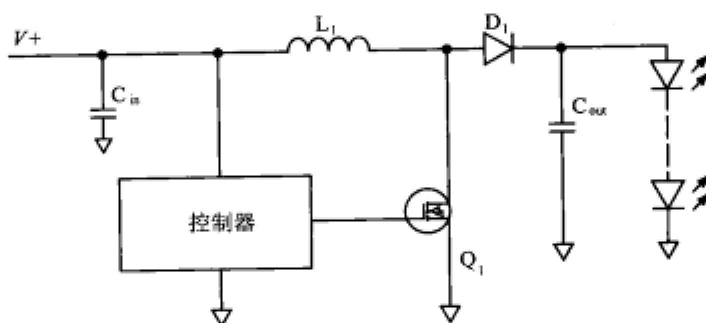


图 6-1　简化的升压变换器电路

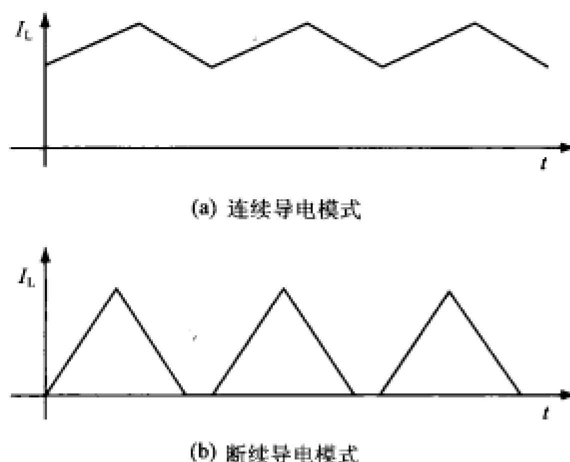
尤其是当其用于 LED 的驱动时，升压变换器有许多缺点，这是由 LED 串的低动态阻抗造成的。

- 升压变换器的输出电流是脉冲波，所以需要较大输出电容来减小 LED 的纹波电流。
- 较大的输出电容使 PWM 调光难度更大。利用升压变换器的开或关来实现 PWM 调光，意味着在每个 PWM 调节周期，电容都要充电和放电。这将增加 LED 电流的上升和下降时间。
- 升压变换器的开环控制（例如基于 HV9910 的降压控制）不可能实现对 LED 电流的控制。为使变换器达到稳定必须采用闭环控制。要达到规定的响应时间，控制器需要较大的频带宽度，这也增加了 PWM 调光的难度。
- 输出短路期间，对输出端电流没有控制。输入电压经由二极管和电感直接加在输出上，这时，关断 MOSFET 对短路电流没有影响。
- 当输入电压瞬间上升到大于 LED 串的电压时，LED 中将产生浪涌电流。如果浪涌电流足够大，会烧毁 LED。

6.1　升压变换器工作模式

升压变换器可以工作在两种模式，连续导电模式（CCM）和断续导电模式（DCM），这由电感电流波形决定。图 6-2 a 所示为 CCM 升压变换器时的电感电流波形，图 6-2 b 所示为 DCM 升压变换器时的电感电流波形。

当升压比（输出电压与输入电压之比）小于或等于 6 时，通常使用 CCM 升压变换器。如果需要更大的升压比，则使用 DCM 模式。但是，在不连续导电模式下，电感电流的峰值很大，增大了电感的铁损。所以升压变换器工作在 DCM 模式时的效率比工作在 CCM 模式时明显要低，且产生更多的 EMI 问题，通常用于低功率等级。



(a) 连续导电模式

(b) 断续导电模式

图 6-2　电感电流的 CCM 和 DCM

6.2　HV9912 升压变换器控制器

Supertex 生产的 HV9912 集成电路是一个闭环与峰值电流控制、开关模式变换器的 LED 驱动器。HV9912 的内置功能克服了变换器的缺点，特别地，它有一个“切断 MOSFET”驱动的输出端。当短路或输入过电压时，由这个输出驱动的外置 MOSFET 可以切断 LED 串。这个“切断 MOSFET”还可以极大地提高变换器的 PWM 调光响应速度（见 PWM 调光章节）。Linear Technology 公司的 LTC3783 有相似的功能，但它的输入电压较低（6~16V）。

HV9912 的内部主要功能如图 6-3 所示。

HV9912 内部的高电压调节器可将 9~90V 的输入电压调节到 7.75V 的 VDD 电压，作为芯片的供电电源。这个电压范围适于大多数的升压应用。当降压电路和 SEPIC 电路需要精准的电流控制时也可以使用此芯片。在高压降压变换应用中，输入端可串联一个稳压二极管，以便承受更高的操作电压或减小芯片的功率损耗。

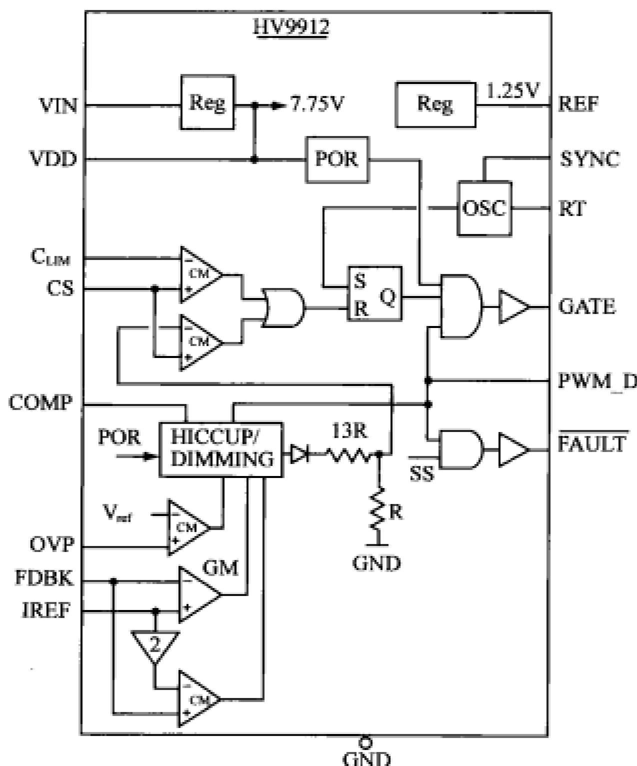


图 6-3 HV9912 内部结构（简化）

当外部电压源通过一个低压（>10V）低电流二极管馈通时，芯片的 VDD 端可以过驱动。当外部电压小于内部电压时，二极管可以防止 HV9912 损坏。能加在 HV9912 的 VDD 引脚的最高稳态电压是 12V（瞬时额定电压为 13.5V）。考虑到二极管的正向压降，理想的电源电压应为 12V±5%。

HV9912 包含一个 1.25V、精度为 2%的带缓冲的参考电压。通过 REF、IREF 和 CLIM 引脚间连接的分压器网络，电流参考等级和输入电流限制等级可由这个参考电压设定。内部过压点也由这个参考电压确定。

HV9912 的时钟可用外部电阻来设定。如果电阻连接在引脚 RT 和 GND 间，变换器将工作在恒频模式；如果连接在 RT 和 GATE 引脚间，变换器工作在恒关断时间模式（在恒关断时间，不必通过斜坡补偿使变换器稳定）。这两种情况都可以用 6.3.12 节给出的公式将时钟周期或关断时间设为 2.8~40μs 的任何值。

将所有芯片的引脚 SYNC 连接在一起，多个 HV9912 可以同步到同一开关频率。有时同步是必须的，如在 RGB 照明系统中，或用 EMI 滤波来去除某一频率分量时。

将输出电流采样信号接至 FDBK 引脚，电流参考信号接至 IREF 引脚，可以实现闭环控制。HV9912 将会使反馈信号和 IREF 引脚上的电压相等。如果反馈太高，即电流高于所需大小，MOSFET 关闭。当反馈降到 IREF 引脚电压以下时，MOSFET 又开始开关动作。

补偿网络接至 COMP 引脚（跨导运算放大器的输出）。放大器的输出连接一个由 PWM 调光信号控制的开关，这在图 6-3 中并未画出。当 PWM 调光信号为低电平时，开关和运算放大

器的输出断开，此时，由补偿网络中的电容使电压保持。当 PWM 调光信号变为高电平时，补偿网络又重新接到运算放大器上。这保证了变换器从正确的工作点开始工作。PWM 调光信号的响应性能好，无需设计快速控制器。

$\overline{\text{FAULT}}$ 引脚是用来驱动外部的“切断 MOSFET”的（如图 6-4 所示）。在 HV9912 启动期间，$\overline{\text{FAULT}}$ 引脚保持低电平，一旦芯片开始工作时，该引脚被拉高，这使得电路中的 LED 接通，升压变换器向 LED 供电。当输出过电压或输出发生短路时，$\overline{\text{FAULT}}$ 被拉低，外部 MOSFET 关断使 LED 断电。

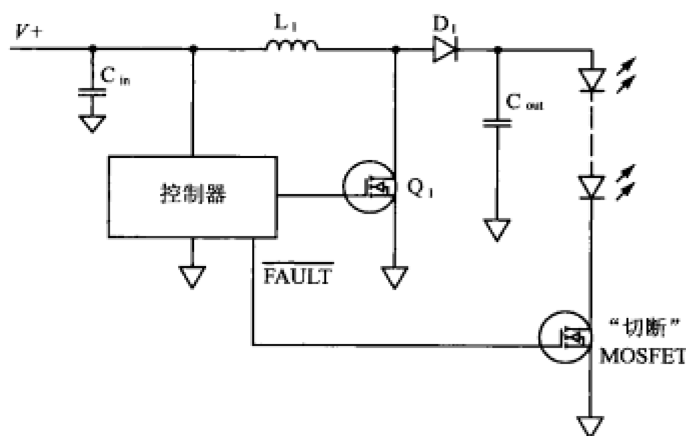


图 6-4 “切断”MOSFET

$\overline{\text{FAULT}}$ 引脚也由 PWM 调光信号控制，所以当 PWM 调光信号为高电平时，引脚为高电平，反之亦然。这样就断开了 LED，并且确保输出电容在每个 PWM 周期没有充电或放电。输入 $\overline{\text{FAULT}}$ 引脚的 PWM 调光信号和保护电路的输出逻辑相与，保护电路使输入 $\overline{\text{FAULT}}$ 引脚的 PWM 调光信号无效。

当输出电流感应的电压（FDBK 引脚上）为参考电压（IREF 引脚上）的 2 倍时，比较器被触发，从而提供输出短路保护。当 OVP 引脚上电压超过 5V 时，就激活了输出过电压保护。这两种故障信号馈入“打嗝控制”(hiccup control)。故障时，“打嗝控制”输出关闭 GATE 和 $\overline{\text{FAULT}}$ 引脚。一旦芯片进入故障模式，不论是过电压还是短路，“打嗝控制”都将被激活。这个控制将关闭两个 MOSFET 的驱动。同时，定时器启动，将保持输出端关闭短暂的时间（由 COMP 引脚上的电容决定）。然后，HV9912 将会重启，如果故障仍然存在，输出将再次关闭，定时器重启，这个过程将反复进行下去，直到故障清除，HV9912 正常工作。

通过在 REF 引脚加电位器或加外加电压源和电阻分压器，以改变 IREF 引脚的电压，可以实现线性亮度调节。这也使得电流可以线性调节。输出电压的最小限值要加到 GM 放大器的输出端，以防止很低电压加到 IREF 引脚上时导致的错误触发而进入故障状态。输出电压限值将亮度调节范围限制在约 10∶1。

尽管升压变换器有一些缺点，但 HV9912 的特性使其仍能非常快地进行 PWM 调光。PWM 调光信号控制芯片中的 3 个节点如下所示。

❑ 开关 MOSFET 的栅极信号。

❑ “切断 MOSFET”的栅极信号。

❑ 跨导运算放大器输出。

当 PWMD 为高时，开关 MOSFET 和“切断 MOSFET”的栅极都使能。同时，跨导运算放大器的输出连接到补偿网络，使升压变换器正常工作。

当 PWMD 为低时，MOSFET 的栅极未使能，以停止输入向输出传送能量。但是，这不能阻止输出电容向 LED 放电，从而导致 LED 电流的衰减时间很长。电容的放电还意味着当电路重启后，输出电容再次充电，导致 LED 的电流上升时间增加。当用更大的输出电容时，这个问题会变得更为显著。所以，阻止输出电容的放电很重要。关断“切断 MOSFET”可以实现这一目标，使 LED 电流几乎在瞬间降到零。由于输出电容没有放电，当 PWMD 变为高的时候，没有必要给电容充电，从而使上升时间很短。

如果控制器中反馈放大器的输出端未接开关，会发生什么呢？当 PWMD 变为低，输出电流降为零。这意味着反馈放大器从其输入端得到一个大的误差信号。这会使补偿电容上的电压达到供电电压。这样，当 PWMD 信号变高以后，决定电感电流峰值的补偿网络上的大电压，会导致 LED 电流有大的冲击。电流会依据变换器的速度返回到设定值。

当 PWMD 变为低电平时，HV9912 补偿网络与放大器的输出端断开，使电压保持在补偿不变。所以，当 PWMD 再次变高，电流将已经在稳定状态，消除了 LED 电流中大的导通尖峰。

6.3 连续导电模式升压 LED 驱动电路的设计

前面曾提到，当输出电压为输入电压的 1.5~6 倍时，升压变换器工作在连续导电模式。

6.3.1 设计规格

输入电压范围：22~26V。
LED 串的电压范围：40~70V。
LED 电流：350mA。
LED 纹波电流：10%（35mA）。
LED 串的动态阻抗：18Ω。
期望效率：>90%。

6.3.2 典型电路

图 6-5 所示为一个典型的升压变换器电路。

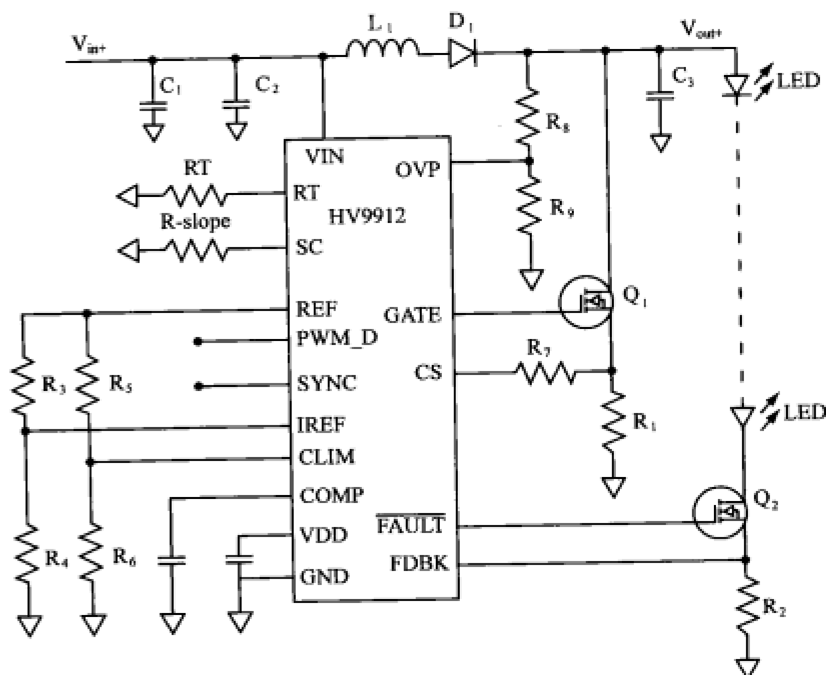


图 6-5 连续导电模式的升压变换器

6.3.3 开关频率（f_s）的选择

应用于低电压（输出电压<100V）和中等功率等级（<30W），在开关损耗和元件尺寸间折中，开关频率应选择 f_s=200kHz。对于更高的电压和功率等级，不得不降低开关频率来减小外部MOSFET 的开关损耗。

6.3.4 计算最大占空比（D_{max}）

运行时最大占空比可由下式计算：

$$D_{max}=1-\frac{\eta_{min}\times V_{in,min}}{V_{o,max}}=0.717$$

注意 如果 D_{max}=0.85，则升压比太大。变换器不能工作在断续导电模式，只能工作在断续导电模式来获得所需的升压比。

6.3.5 计算最大电感电流（$I_{in,max}$）

最大输入电流为

$$I_{in,max}=\frac{V_{o,max}\times I_{o,max}}{\eta_{min}\times V_{in,min}}=1.24A$$

6.3.6 计算输入电感值（L_1）

假设在最小输出电压时电感电流有 25%的峰峰纹波，由此可计算出输出电感

$$L_1 = \frac{V_{\text{in,min}} \times D_{\max}}{0.25 \times I_{\text{in,max}} \times f_s} = 254\mu\text{H}$$

选择标准的 330μH 电感，要在最低输入电压时达到 90%的效率，电感的损耗不得不限制在总输出功率的 2%~3%左右。设电感消耗 3%的功率，有

$$P_{\text{ind}} = 0.03 \times V_{\text{o,max}} \times I_{\text{o,max}} = 0.735\text{W}$$

假设电感损耗中 80%~20%介于电阻损耗和铁损之间，则所选电感的直流电阻必须满足下式：

$$\text{DCR} < \frac{0.8 \times P_{\text{ind}}}{I_{\text{in,max}}^2} \Rightarrow \text{DCR} < 0.38\Omega$$

电感的饱和电流应至少比峰值电流高 20%，否则，铁损会很大。

$$I_{\text{sat}} = 1.2 \times I_{\text{in,max}} \times \left(1 + \frac{0.25}{2}\right) = 1.7\text{A}$$

所以，电感 L_1 选择为 330μH，直流电阻为 0.38Ω，饱和电流大于 1.7A。

注意 选择电感时，使额定电流的有效值等于 $I_{\text{in,max}}$ 也许能得到可以接受的结果，虽然有可能不满足最小效率的需要。

6.3.7 开关 MOSFET（Q_1）的选择

升压变换器中 MOSFET 上的最大电压等于输出电压。用 20%的裕量来计算开关尖峰，MOSFET 的最小额定电压应该为

$$V_{\text{FET}} = 1.2 \times V_{\text{o,max}} = 84\text{V}$$

通过 MOSFET 电流的有效值为

$$I_{\text{FET}} \approx I_{\text{in,max}} \times \sqrt{D_{\max}} = 1.05\text{A}$$

为了使变换器的性能最佳，所选 MOSFET 的额定电流，应是最小栅极电荷 Q_g 时 MOSFET 电流有效值的三倍。即使在硅结温度很高时（阻值随温度而增大），额定电流越高则导通损耗越低。建议在用 HV9912 设计时，所选 MOSFET 的栅极电荷应小于 25nC。

本设计中所选的开关器件为 100V、4.5A 的 MOSFET，Q_g 为 11nC。

6.3.8 开关二极管（D_1）的选择

二极管的额定电压和 MOSFET 的额定电压一样（100V）。通过二极管的平均电流等于最大输出电流（350mA）。虽然二极管的平均电流只有 350mA，但它只在很短的时间内流过全部

的输入电流 $I_{in,max}$。所以，最好将二极管的额定电流取最大输入电流和平均输出电流间的某个值（最好接近最大输入电流）。这样，在本设计中，二极管选 100V、1A 的肖特基二极管。

6.3.9 输出电容（C_o）的选择

输出电容 C_o（如图 5-8 中的 C_3）的选择要依据 LED 的动态电阻、LED 串的期望纹波电流和 LED 电流。在用 HV9912 设计时，大一些的输出电容（为了降低纹波电流）会产生更好的 PWM 调光效果。所需的电流滤波电容应根据二极管电流的基波成分进行设计。

升压变换器的输出级电路如图 6-6 所示，LED 用一个恒电压负载和动态阻抗串联模拟。

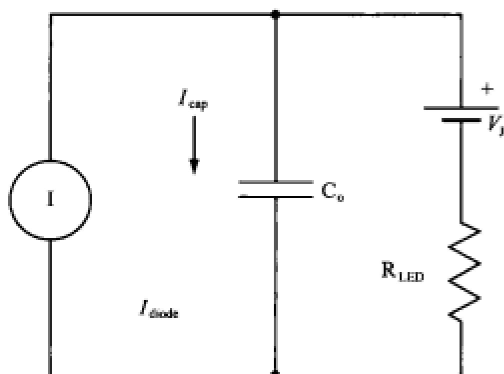


图 6-6　升压变换器的输出模型

输出阻抗（R_{LED} 和 C_o 的并联）由二极管电流驱动。稳态时电容电流的波形如图 6-7 所示；在关断时间电容充电，储存在电感中的能量传递到电容。当 MOSFET 导通时，电感储能，电容通过负载放电。



图 6-7　输出电容的充放电周期

在参数表中取 10%峰峰电流纹波，则 LED 串上的最大纹波电压是：

$$\Delta v_{p-p} = \Delta I_o \times R_{LED} = 0.63\text{V}$$

假设当开关导通时放电电流恒为 350mA，电容上电压的公式可以写为：

$$I_{o,\max}=C_o\times\frac{\Delta v_{p-p}}{D_{\max}\times T_s}$$

将数值带入上式，可得到 C_o 的值。

$$C_o=\frac{I_{o,\max}\times D_{\max}}{\Delta v_{p-p}\times f_s}=1.99\mu\text{F}$$

电容电流的有效值是：

$$I_{rms}=\sqrt{D_{\max}\times I_{o,\max}^2+(1-D_{\max})\times(I_{in,\max}-I_{o,\max})^2}=0.56\text{A}$$

本设计中选择了 1μF、100V 的镀金属聚丙烯电容。

注意 金属薄膜电容器和陶瓷电容器都是合适的，这是因为它们都能通过较高的纹波电流。虽然陶瓷电容器体积较小也能通过纹波电流，但是它们在 PWM 调光时有压电效应，产生噪声。而且，陶瓷电容器最大额定电压为 50V。所以，在 PWM 调光时，镀金属聚丙烯电容器（或其他金属薄膜电容器）是 LED 驱动的理想选择。

6.3.10 “切断 MOSFET”（Q_2）的选择

“切断 MOSFET”和开关 MOSFET Q_1 的额定电压相同。MOSFET 在室温（$R_{on,25C}$）时的通态电阻的选择依据是，在 Q_2 电流满载时，产生 1%的的功率损耗。所以

$$R_{on,25C}=\frac{0.01\times V_{o,\max}}{I_{o,\max}\times1.4}=1.43\Omega$$

考虑到在结温升高时，导通电阻增大，公式里引入系数 1.4。在这个情况下，选择高的栅极电荷 Q_g（因为它不是经常开关）的 MOSFET。Q_g 高的 MOSFET 会降低导通和关断时间。本例中，选择 100V、0.7Ω、Q_g 为 5nC、SOT-89 的 MOSFET。

6.3.11 输入电容（C_1 和 C_2）的选择

C_1 和 C_2 的值必须要满足闭环稳定性的要求。电源与升压变换器间的连接电路存在电阻 R_{source} 和电感 L_{source}。它们加在电容（C_1 和 C_2）上，形成一个 LC 谐振电路。为了阻止控制环的干扰，谐振电路的频率应小于或等于开关频率的 40%。

电感 L_{source} 的取值是多少？一对 22AWG 的连接线，1ft（30cm）的电感为 1μH。由此可算出连接线的电感。有必要的话，可将线扭在一起来减小电感。

当开关频率为 200kHz 时，谐振频率应该小于 80kHz。

$$C_{IN}\geqslant\frac{1}{(2\pi f_{LC})^2\times L_{SOURCE}}=3.95\mu\text{F}$$

$C_1=C_2=2.2\mu\text{F}$、50V 的陶瓷电容。

在 LC 的谐振频率时变换器阻抗为

$$R_{EQ} = (1 - D_{MAX})^2 \times R_{LED}$$
$$R_{EQ} = (1 - 0.717)^2 \times 18$$
$$R_{EQ} = 1.4416\Omega$$
$$R_{SOURCE,MAX} = 1.44\Omega$$

6.3.12 定时电阻（R_T）的选择

HV9912 振荡器含有一个 18pF 的电容，由电流镜电路充电。外部的定时电阻为电流镜提供参考电流。当 R_T 接至 0V 时，电流流动，定时开始。当电容充电到某个电压值，RS 触发器置位，电容放电，定时过程重新开始。用以下公式计算定时电阻的值

$$\frac{1}{f_s} \approx R_T \times 18\text{pF}$$

本设计中，对于 200kHz 的恒定开关频率，可算出定时电阻值为 274kΩ。如典型电路中所示，这个电阻应该接到引脚 R_T 和 GND 之间。

6.3.13 电流检测电阻（R_1 和 R_2）的选择

选择电流检测电阻 R_2 时，要保证它的功率损耗限制为约 0.15W，所以，可选用 1/4W 的电阻。使用这个准则可得

$$R_2 = \frac{0.15\text{W}}{I_{o,max}^2} = 1.22\Omega$$

本设计中，选择 1.24Ω、1/4W、1%的电阻。

计算 MOSFET 的电流检测电阻 R_1 时，要注意使最大输入电流时该电阻两端的电压大约为 250mV。

$$R_1 = \frac{0.25}{1.125 \times I_{in,max}} = 0.18\Omega$$

电阻中消耗的功率为

$$P_{R1} = I_{FET}^2 \times R_1 = 0.2\text{W}$$

所选的电流检测电阻为 0.18Ω、1/2W、1%。

6.3.14 电流参考电阻（R_3 和 R_4）的选择

电流参考引脚 IREF 的电压可以由引脚 REF 上提供的参考电压设定（通过分压器），也可以由外部电压源提供。在本设计中，假设 IREF 上的电压由 REF 上的分压器设定。电流参考电阻 R_3 和 R_4 可由以下两公式计算

$$R_3 + R_4 = \frac{1.25\text{V}}{50\mu\text{A}} = 25\text{k}\Omega$$

$$\frac{1.25\text{V}}{R_3 + R_4} \times R_4 = I_{\text{o,max}} \times R_2$$

在此设计中，计算出的两电阻值为

$$R_{r2} = 8.68\,\text{k}\Omega，1/8\text{W}，1\%$$
$$R_{r1} = 16.32\,\text{k}\Omega，1/8\text{W}，1\%$$

6.3.15 斜坡补偿的设计（R_{slope}和 R_7）

由于设计的升压电感工作在恒定频率，所以需要斜坡补偿来确保变换器的稳定性。加在电流采样信号上的斜坡必须为电感电流最大下降斜坡的 1.5 倍，以确保在所有工作情况下，峰值电流模式控制设计的稳定性。通过选择两个合适大小的斜坡电阻 R_{slope}和 R_7 可以很容易实现。

在此设计中，电感电流的下降斜率是

$$DS = \frac{V_{\text{o,max}} - V_{\text{in,min}}}{L} = 0.145\text{A}/\mu\text{s}$$

计算出所设计的电阻为

$$R_{\text{slope}} = \frac{10 \times R_7 \times f_s}{DS(\text{A}/\mu\text{s}) \times 10^6 \times R_1}$$

假设 R_7=1kΩ，

$$R_{\text{slope}} = \frac{10 \times 1\text{k} \times 200\text{k}}{0.2682 \times 10^6 \times 0.15} = 76.62\text{k}\Omega$$

注意 来源于引脚 SC 的最大电流被限制到 100μA。这将 R_{slope} 的最小值限制到了 25kΩ。如果由斜坡补偿的公式计算出来的 R_{slope} 小于这个值，则 R_7 要相应地增加。建议 R_{slope} 选在 25 ~50 kΩ 之间。

依据以上所述，计算值以 0.51 定标。所选电阻值为

$$R_7 = 510，1/8\text{W}，1\%$$
$$R_{\text{slope}} = 39\text{k}，1/8\text{W}，1\%$$

6.3.16 电感电流的限定（R_5和 R_6）

电感电流的限定值依据两个因素，最大电感电流和加到电流采样上的斜坡补偿信号。另一个连在引脚 REF 上电阻分压器，用来设定电流限定值。引脚 CLIM 上的电压可按下式计算：

$$V_{\text{CLIM}} \geqslant 1.35 \times I_{\text{in,max}} \times R_1 + \frac{4.5 \times R_7}{R_{\text{slope}}}$$

这个公式中假设电流限定值设定为最大电感电流 $I_{\text{in,max}}$ 的 120%，占空比为 90%（HV9912

的最大值）。

对于本设计，

$$V_{CLIM} = 1.35 \times 1.24 \times 0.18 + \frac{4.5 \times 510}{39k} = 0.36V$$

对于 1.25V 的参考电压，需要一个分压器以提供 0.36V 的电压。电流源性质的 REF 引脚输出最大电流为 50μA，两个电阻串联后应该>25kΩ，计算得出

$$R_5 = 20k，1/8W，1\%$$
$$R_6 = 8.06k，1/8W，1\%$$

注意 不建议 CLIM 引脚上接电容。

6.3.17 VDD 引脚和 REF 引脚连接的电容

建议 VDD 和 REF 引脚连接旁路电容。对于 VDD 引脚，选用 1μF 的陶瓷电容。如果某个设计选用的 MOSFET 是高栅极电荷（Q_g>15nC），VDD 引脚上的电容应该增大为 2.2μF。对于引脚 REF，选用 0.1μF 的陶瓷贴片电容。

6.3.18 过压临界值的设定（R_8 和 R_9）

过压临界值可以设定得比最大稳态电压高 15%。留有 20%的裕量，LED 开路时的最大输出电压为

$$V_{open} = 1.2 \times V_{o,max} = 84V$$

这样，设定过压临界值的电阻可以计算为

$$R_8 = \frac{(V_{open} - 5)^2}{0.1} = 64k\Omega$$

可以选择一个 1/8W 的电阻来限制上述公式所得电阻的功率损耗。

$$R_9 = \frac{R_8}{(V_{open} - 5)} \times 5V = 3.95k\Omega$$

最接近的 1%电阻的阻值为

$$R_8 = 68k，1/8W，1\%$$
$$R_9 = 3.9k，1/8W，1\%$$

注意 实际过电压点会由于参考电压值的变化（参见数据表）而在设定点±5%范围内变化。对于此设计，其变化范围为 80~88.2V。

6.3.19 补偿网络设计

应设计补偿电路使变换器为稳定的 I 型电路（积分）或 II 型系统（积分和附加零极点对）。补偿电路的型式选择由功率级在穿越频率处的相位决定。

闭环系统的增益为

$$闭环增益 = R_s \times G_m \times Z_c(s) \times \frac{1}{15} \times \frac{1}{R_{cs}} \times G_{ps}(s)$$

式中，G_m 为运算放大器的跨导（435μA/V），$Z_c(s)$ 为补偿网络的阻抗，$G_{ps}(s)$ 为功率级的传递函数。需要注意的是，虽然由电阻给定的比例为 1：14，当考虑二极管的压降，实际的总比例为 1：15。

当升压变换器工作在连续导电模式，并在峰值电流控制下，假设频率小于开关频率的 1/10，功率级传递函数为

$$G_{ps}(s) = \frac{(1-D_{max})}{2} \times \frac{1 - s \times \dfrac{L_1}{(1-D_{max})^2 \times R_{LED}}}{1 + s \times \dfrac{R_{LED} \times C_o}{2}}$$

对于本设计，选择穿越频率为 $0.01 f_s$，f_c=2kHz。较低的穿越频率将使 C_c 和 C_z 值很大，并且间接为电路提供软启动。由于 HV9912 不依赖 PWM 调光电路的响应速度，较低的穿越频率不会对 PWM 调光上升和下降时间有不利的影响。

$$G_{ps}(s) = \frac{0.283}{2} \times \frac{1 - s \times \dfrac{330 \times 10^{-6}}{(0.283)^2 \times 18}}{1 + s \times \dfrac{18 \times 2 \times 10^{-6}}{2}}$$

$$G_{ps}(s) = 0.1415 \times \frac{1 - s \times 2.28912 \times 10^{-4}}{1 + s \times 1.8 \times 10^{-5}}$$

代入 $s = i \times (2\pi f_c)$，其中 f_c =2kHz，$s = i \times 12566$。

$$G_{ps}(s) = 0.1415 \times \frac{1 - i \times 2.8766}{1 + i \times 0.226188}$$

采用这样的穿越频率，功率级传递函数的幅度和相位为［将 $s = i \times (2\pi f_c)$ 代入上述等式］

$$\left|G_{ps}(s)\right|\Big|_{f_c=2\text{kHz}} = A_{ps} = 0.40996$$

$$\angle G_{ps}(s)\Big|_{f_c=2\text{kHz}} = \phi_{ps} = -83.57^\circ$$

为获得 $\phi = 45^\circ$ 的相位裕度（建议相位裕度范围为 $45^\circ \sim 60^\circ$），升压变换器相位为

$$\phi_{boost} = \phi_m - \phi_{ps} - 90^\circ$$

$$= 38.57^\circ$$

基于需要的升压相位值，可确定补偿型式为

$$\phi_{boost} \leqslant 0^\circ \Rightarrow \text{I型控制器}$$

$$0^\circ \leqslant \phi_{boost} \leqslant 90^\circ \Rightarrow \text{II型控制器}$$

$$90^\circ \leqslant \phi_{boost} \leqslant 180^\circ \Rightarrow \text{III型控制器}$$

III 型控制器一般不用来补偿基于 HV9912 的升压 LED 驱动，因此这里不再论述。

采用 HV9912 时，I 型和 II 型实现方案如表 6-1 所示。

表 6-1 补偿网络

类　型	电 路 图	传 递 函 数
I	COMP, C_c	$Z_C(s)=\dfrac{1}{sC_C}$
II	COMP, C_z, R_z, C_c	$Z_C(s)=\dfrac{1}{s(C_C+C_Z)}\times\dfrac{1+s\times R_Z\times C_Z}{1+s\times\dfrac{C_Z\times C_C}{C_Z+C_C}\times R_Z}$

设计 I 型控制器很简单：通过调整 C_C 使得闭环系统增益幅值在穿越频率处为 1。对于本设计，我们需要采用 II 型控制器。下面给出 II 型控制器设计所需的方程

$$K=\tan\left(45^\circ+\frac{\phi_{boost}}{2}\right)=2.077$$

$$\omega_z=\frac{1}{R_z\times C_z}=\frac{2\times\pi\times f_c}{K}=6\,050\text{rad/s}$$

$$\omega_p=\frac{C_z+C_p}{C_z\times C_p\times R_z}=(2\times\pi\times f_c)\times K=26\,100\text{rad/s}$$

计及在穿越频率处的闭环增益幅值为 1，可得另一等式

$$R_s\times G_m\times\left(\frac{1}{2\times\pi\times f_c\times(C_z+C_c)}\times\frac{\sqrt{1+K^2}}{\sqrt{1+(1/K)^2}}\right)\times\frac{1}{15}\times\frac{1}{R_{cs}}\times A_{ps}=1$$

$$C_z+C_c=10\text{nF}$$

$$C_c=(C_z+C_c)\times\frac{\omega_z}{\omega_p}=2.32\text{nF}$$

$$C_z=7.68\text{nF}$$

$$R_z=\frac{1}{\omega_z\times C_z}=21.522\text{k}\Omega$$

因此选择

C_c=2.2nF，50V，C0G 电容器
C_z=6.8nF，50V，C0G 电容器
R_z=22.0kΩ，1/8V，1%电阻器

6.3.20 输出钳位电路

对于连续导电模式的升压变换器，当系统工作在$V_{out} < 2 \times V_{in}$时，电感和$C_{out}$会产生 LC 谐振。可在输出和输入间采用二极管钳位阻止该谐振。图 6-8 中 D_2即为钳位二极管，可采用标准恢复时间二极管 1N4002，这种类型二极管可以很好地处理在开关导通时的浪涌电流。

图 6-8 带二极管钳位的升压变换器

至此完成了工作在连续导电模式下的基于 HV9912 的升压变换器设计。

6.4 断续导电模式升压 LED 驱动电路的设计

注意，断续导电模式通常用于要求输出电压大于输入电压 6 倍的场合。

6.4.1 设计规格

输入电压范围：9~16V。

LED 串电压范围：30~70V（注意，9V 输入、70V 输出时，V_o/V_{in} 比值约为 7.8）。

LED 电流：100 mA。

LED 电流纹波：10%（10 mA）。

LED 动态阻抗：55Ω。

效率：>85%。

6.4.2 典型电路

采用 HV9912 芯片的断续导电模式的升压变换器典型电路与图 6-5 所示的连续导电模式的升压变换器典型电路相同。为叙述方便，这里重新给出，如图 6-9 所示。

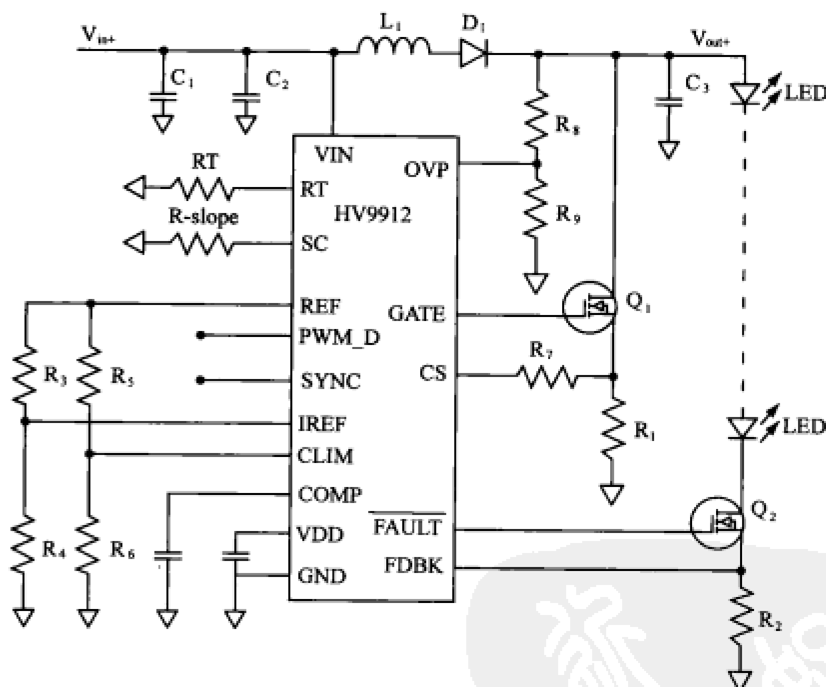


图 6-9　断续导电模式升压变换器

6.4.3 开关频率（f_s）的选择

在低电压场合（输出电压<100V），中等功率等级（<30W），综合考虑开关损耗和元件尺寸，选择开关频率 f_S=200 kHz 比较适合。在高电压或者高功率等级场合，必须降低开关频率以减少外部 MOSFET 的开关损耗。

6.4.4 计算最大电感电流（$I_{in,max}$）

最大输入电流为

$$I_{in,max}=\frac{V_{o,max}\times I_{o,max}}{\eta_{min}\times V_{in,min}}$$
$$=0.915A$$

6.4.5 计算输入电感值（L_1）

假设开关和二极管导通时间总和为总开关周期的95%，当输入为$V_{in,min}$时，有

$$L_1\times i_{L,pk}\times\left(\frac{1}{V_{in,min}}+\frac{1}{V_{o,max}-V_{in,min}}\right)=\frac{0.95}{f_s}$$
$$=4.75\mu s$$

其中$i_{L,pk}$是输入电流峰值（见图6-10）。

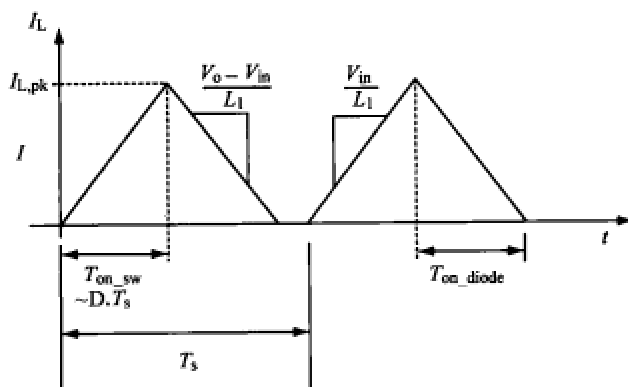


图6-10 DCM时电感电流波形

V_{in}/L_1决定了电流上升的斜率，上升时间由MOSFET的导通时间决定，时间为占空比乘以开关周期。电流的下降斜率为（V_o-V_{in}）/L_1，下降时间为二极管导通时间。

最小输入电压时的平均输入电流等于电感电流平均值，可由下式计算为

$$I_{in,max}=\frac{1}{2}\times i_{L,pk}\times\frac{4.75\mu s}{5\mu s}$$
$$=0.475\times i_{L,pk}$$

变化此式，输入电流峰值为

$$i_{L,pk}=\frac{I_{in,max}}{0.475}$$
$$\approx 1.93A$$

将上式的$i_{L,pk}$代入计算L_1的公式，得

$$L_1=\frac{0.95}{200K}\times\frac{9V\times(70V-9V)}{70V\times 1.93A}$$
$$=19.3\mu H$$

注意上式求得的 L_1 是电感的最大值。考虑 ± 20%变化范围，正常电感值为

$$L_{1\text{nom}} = \frac{L_1}{1.2}$$
$$= 16.08\mu\text{H}$$

最接近的电感标准值为 15 μH 。

通过电感的电流有效值为

$$I_{\text{Lrms}} = i_{\text{L,pk}} \times \sqrt{\frac{0.9}{3}}$$
$$= 1.057\text{A}$$

因此选择 15 μH 的电感（± 20%误差）。故本设计应定制一个电感，以获得较大的电感磁通曲线。但是，如果选择一个标准电感，为保证磁心损耗可以接受，电感的额定饱和电流至少为计算所得的电流峰值的 1.5 倍。

本设计选择 15 μH 的电感，其电流额定有效值为 1.4A，饱和电流额定值为 3A。

6.4.6　计算变换器导通和关断时间

开关的导通时间可以计算为

$$t_{\text{on_sw}} = \frac{L_{1\text{nom}} \times i_{\text{L}_{\text{pk}}}}{V_{\text{in,min}}}$$
$$= 3.22\mu\text{s}$$

二极管的导通时间为

$$t_{\text{on_diode}} = \frac{L_{1\text{nom}} \times i_{\text{L}_{\text{pk}}}}{V_{\text{o,max}} - V_{\text{in,min}}}$$
$$= 467\text{ns}$$

最大占空比可以计算为

$$D_{\max} = t_{\text{on_sw}} \times f_{\text{s}}$$
$$= 0.644$$

二极管导通时间比可表示为

$$D_1 = t_{\text{on_diode}} \times f_{\text{s}}$$
$$= 0.0934$$

6.4.7　开关 MOSFET（Q_1）的选取

对于升压变换器，MOSFET 两端最大电压等于输出电压。计及开关尖峰引起的 20%的过冲，MOSFET 的最小额定电压为

$$V_{FET} = 1.2 \times V_{o,max} = 84\text{V}$$

通过 MOSFET 的电流有效值为

$$I_{FET} \approx i_{L,pk} \times \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 0.895\text{A}$$

为使变换器性能最佳，MOSFET 应该选择电流额定值为 MOSFET 电流有效值 3 倍且具有最小栅极电荷 Q_g。因此当选用 HV9912 芯片时，建议选用栅极电荷小于 25nC 的 MOSFET。

本设计选取的为 100V、4.5A 的 MOSFET，Q_g 为 11nC。

6.4.8 开关二极管（D_1）的选取

二极管的额定电压与 MOSFET 的额定电压相同（100V）。二极管的平均电流等于最大输出电流（350 mA）。尽管通过二极管的平均电流只有 350 mA，但其峰值等于 $i_{L,pk}$。因此，应该选取额定电流在输入电流峰值和输出平均电流之间的二极管（最好接近输入电流峰值）。因此，本设计选取的二极管为 100V、2A 的肖特基二极管。

6.4.9 输出电容（C_o）的选取

输出电容的取值由 LED 串的动态电阻及 LED 串所需电流纹波决定。在采用 HV9912 的场合，较大输出电容（较低输出电流纹波）对 PWM 调光输出有益。电容要求滤去除二极管基波电流之外的电流。

升压变换器输出级模型如图 6-11 所示，LED 用一个恒电压负载和动态阻抗串联来模拟。

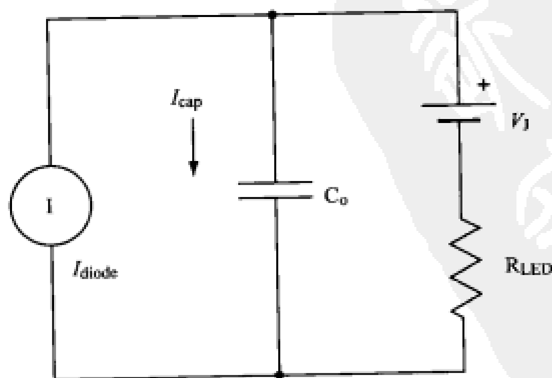


图 6-11 升压变换器输出模型

电容电流稳态波形如图 6-12 所示。



图 6-12　输出电容电流

采用设计规格表中电流纹波 10%，LED 串的端电压最大纹波为

$$
\begin{aligned}
\Delta v_{p-p} &= \Delta I_o \times R_{LED} \\
&= 0.55\text{V}
\end{aligned}
$$

假设当二极管电流为 0 时，恒定放电电流为 350 mA，由电容端电压方程可得

$$I_{o,max} = C_o \times \frac{\Delta v_{p-p}}{D_{max} \times T_s}$$

将具体值代入上式，得

$$
\begin{aligned}
C_o &= \frac{I_{o,max} \times D_{max}}{\Delta v_{p-p} \times f_s} \\
&= 0.585\mu\text{F}
\end{aligned}
$$

通过电容的电流有效值为

$$
\begin{aligned}
I_{rms} &= \sqrt{(1-D_1) \times I_{o,max}{}^2 + \frac{D_1}{3} \times (i_{L,pk} - I_{o,max})^2} \\
&= 0.34\text{A}
\end{aligned}
$$

本设计选择并联两只 1 μF 、100V 镀金属聚丙烯电容。

注意　金属薄膜电容器和陶瓷电容器都是合适的，这是因为它们都能通过较高的纹波电流。虽然陶瓷电容器体积较小也能通过纹波电流，但是它们在 PWM 调光时有压电效应，产生噪声。而且陶瓷电容器最大额定电压为 50V。所以，在 PWM 调光时，镀金属聚丙烯电容器（或其他金属薄膜电容器）是 LED 驱动的理想选择。

6.4.10　“切断 MOSFET”（Q_2）的选择

“切断 MOSFET”和开关 MOSFET Q_1 的额定电压相同。MOSFET 在室温（$R_{on,25C}$）时的通态电阻的选择依据是 在 Q_2 电流满载时，产生 1%的功率损耗。所以

$$
\begin{aligned}
R_{on,25C} &= \frac{0.01 \times V_{o,max}}{I_{o,max} \times 1.4} \\
&= 5\Omega
\end{aligned}
$$

考虑到在结温升高时，导通电阻增大，公式里引入系数 1.4。本设计中，选择 Q_g 较大的 MOSFET（因为它不是经常开关），但是 Q_g 高的 MOSFET 会延长导通和关断时间（考虑 PWM 调光的频率，这是可以接受的）。因此，本设计选取 100V、0.7Ω、Q_g 为 2.9nC、SOT-23 的 MOSFET。

6.4.11 输入电容的选取（C_1 和 C_2）

C_1 和 C_2 的值必须要满足闭环稳定性的要求。电源与升压变换器间的连接电路存在电阻 R_{source} 和电感 L_{source}。它们加在电容（C_1 和 C_2）上，形成一个 LC 谐振电路。为了阻止控制环的干扰，谐振电路的频率应小于或等于开关频率的 40%。

电感 L_{source} 的取值是多少？一对 22AWG 的连接线，1ft（30cm）的电感为 1μH。由此可以计算连接线的电感。有必要的话，可将线扭在一起来减小电感。

当开关频率为 200 kHz 时，谐振频率应该小于 80kHz。

$$C_{IN} \geqslant \frac{1}{(2\times\pi\times f_{LC})^2 \times L_{SOURCE}} = 3.95\mu F$$

C_1=C_2=2.2μF、50V 陶瓷电容。

最大电源阻抗用下式求得

$$M = \frac{V_{O,MAX}}{V_{IN,MIN}} = \frac{70}{9} = 7.778$$

$$R_{SOURCE,MAX} = \frac{M-1}{M^2 \times (M-2)} \times R_{LED} = 1.404\Omega$$

6.4.12 定时电阻（R_T）的选择

HV9912 振荡器含有一个 18pF 的电容，由电流镜电路充电。外部的定时电阻为电流镜提供参考电流。当 R_T 接至 0V 时，电流流动，定时开始。当电容充电到某个电压值，RS 触发器置位，电容放电，定时过程重新开始。用以下公式计算定时电阻的值

$$\frac{1}{f_s} \approx R_T \times 18pF$$

本设计中，对于 200kHz 的恒定开关频率，可算出定时电阻值为 274kΩ。如典型电路中所示，这个电阻应该接到引脚 R_T 和 GND 间。

6.4.13 电流检测电阻（R_1 和 R_2）的选择

输出电流检测电阻 R_2 的选取应该遵循限制检测电阻的压降小于 0.4V 的原则。因此

$$R_2 = \frac{0.4V}{I_{o,max}} = 4\Omega$$

此时功率损耗为 $0.4\text{V}\times I_{o,\max}=0.04\text{W}$ 。本设计中，选取电阻为 3.9Ω、1/8 W、1%。

MOSFET 电流检测电阻的选取原则为限制检测电阻在最大输入电流时的压降为 250mV，即

$$R_1=\frac{0.25}{i_{L,pk}}=0.12\Omega$$

该电阻的功率损耗为

$$P_{R_1}=I_{FET}^2\times R_1=0.096\text{W}$$

因此，选取该检测电阻为 0.12Ω、1/4 W、1%。

6.4.14 电流参考电阻（R_3 和 R_4）的选择

电流参考引脚 IREF 的电压可以由引脚 REF 上提供的参考电压设定（通过分压器），也可以由外部电压源提供。在本设计中，假设 IREF 上的电压由 REF 上的分压器设定。电流参考电阻 R_3 和 R_4 可由以下两公式计算

$$R_3+R_4=\frac{1.25\text{V}}{50\mu\text{A}}\leqslant 25\text{k}\Omega$$

$$\frac{1.25\text{V}}{R_3+R_4}\times R_4=I_{o,\max}\times R_2=0.1\times 3.9=0.39\text{V}$$

在此设计中，计算出的两电阻值为

$$R_3=19.1\,\text{k}\Omega，1/8\text{W}，1\%$$
$$R_4=8.66\,\text{k}\Omega，1/8\text{W}，1\%$$

6.4.15 电感电流（R_5 和 R_6）的限定

电感电流的限定值依据两个因素，最大电感电流和加到电流采样上的斜坡补偿信号。另一个连在引脚 REF 上电阻分压器（R_5 和 R_6），用来设定电流限定值。引脚 CLIM 上的电压可按下式计算

$$V_{CLIM}\geqslant 1.2\times i_{L,pk}\times R_1$$

这个公式中假设电流限定值设定为最大电感电流 $I_{in,\max}$ 的 120%。

对于本设计，

$$V_{CLIM}=1.2\times 1.93\times 0.12\geqslant 0.278\text{V}$$

因为 REF 引脚输出电流的最大值为 50μA，这两个电阻可以计算为

$$R_5 = 20\,\text{k}\Omega，1/8\text{W}，1\%$$
$$R_6 = 6.04\,\text{k}\Omega，1/8\text{W}，1\%$$

不要在 CLIM 引脚接电容，因为在启动时会对电路产生不利影响。

6.4.16 VDD 引脚和 REF 引脚连接的电容

建议 VDD 和 REF 引脚连接旁路电容。对于 VDD 引脚，应采用 10V 陶瓷贴片电容。在小功率应用中，1μF 就足够了。如果某个设计选用的 MOSFET 是高栅极电荷（Q_g>15nC），则 VDD 引脚的电容应该增大为 2.2μF。对于引脚 REF，选用 0.1μF 的陶瓷贴片电容。

6.4.17 过压临界值的设定（R_8 和 R_9）

过压临界值可以设定为比最大稳态电压高 15%。留有 15%的裕量，LED 开路时的最大输出电压为

$$V_{\text{open}} = 1.15 \times V_{\text{o,max}} = 80.5\,\text{V}$$

这样，设定过压临界值的电阻可以计算为

$$R_8 = \frac{(V_{\text{open}} - 5)^2}{0.1} = 57\text{k}\Omega$$

可以选择一个 1/8W 的电阻来限制上述公式所得电阻的功率损耗。

$$R_9 = \frac{R_8}{(V_{\text{open}} - 5)} \times 1.25\text{V} = 3.77\text{k}\Omega$$

最接近的 1%电阻的阻值为

$$R_8 = 56.2\,\text{k}\Omega，1/8\text{W}，1\%$$
$$R_9 = 3.74\,\text{k}\Omega，1/8\text{W}，1\%$$

注意 由于参考电压值的变化（参见数据手册），实际过电压点会在设定点±5% 范围内变化。对于此设计，其变化范围为 76.67~84.52V。

6.4.18 补偿网络设计

应设计补偿电路使变换器为稳定的 I 型电路（积分）或 II 型系统（积分和附加零极点对）。补偿电路的型式选择由功率级在穿越频率处的相位决定。

闭环系统的增益为

$$闭环增益=R_s \times G_m \times Z_c(s) \times \frac{1}{15} \times \frac{1}{R_{cs}} \times G_{ps}(s)$$

式中 G_m 为运算放大器的跨导（435μA/V），Z_c（s）为补偿网络的阻抗，G_{ps}（s）为功率级的传递函数。需要注意的是，虽然由电阻给定的比例为 1：14，当考虑二极管的压降时，实际的总比例为 1：15。

当升压变换器工作在断续导电模式，并在峰值电流控制下时，为计算传递函数，需定义以下因数：

$$M = \frac{V_{o,max} \times I_{o,max}}{V_{o,max} \times I_{o,max} - 0.5 \times L_{1nom} \times i^2_{L,pk} \times f_s}$$

$$M = \frac{70 \times 0.1}{70 \times 0.1 - 0.5 \times 15 \times 10^{-6} \times 1.93^2 \times 200 \times 10^3}$$

$$M = \frac{7}{1.41265} = 4.9552$$

$$G_R = \frac{M-1}{2 \times M - 1} = \frac{3.95522}{8.9104} = 0.4439$$

因为频率小于开关频率的 1/10，功率级传递函数为

$$G_{ps}(s) = 2 \times \frac{I_{o,max}}{i_{L,pk}} \times \frac{G_R}{1 + s \times R_{LED} \times C_o \times G_R}$$

$$G_{ps}(s) = 2 \times \frac{0.1}{1.93} \times \frac{0.4439}{1 + s \times 55 \times 2 \times 10^{-6} \times 0.4439} = \frac{0.4439}{1 + s \times 48.829 \times 10^{-6}}$$

对于本设计，选择穿越频率为 $0.01f_s$，f_c=2kHz。较低的穿越频率将使 C_c 和 C_z 值很大，并且间接为电路提供软启动。由于 HV9912 不依赖 PWM 调光电路的响应速度，较低的穿越频率不会对 PWM 调光上升和下降时间有不利影响，将 $s = i \times (2\pi \times f_c) = i \times 12566$ 代入传递函数中，得

$$G_{ps}(s) = \frac{0.046}{1 + s \times 0.6136}$$

功率级传递函数的幅度和相位为

$$\left|G_{ps}(s)\right|_{f_c=2kHz} = A_{ps} = 0.039$$

$$\angle G_{ps}(s)\Big|_{f_c=2kHz} = \phi_{ps} = -31.5^\circ$$

为获得 $\phi = 45^\circ$ 的相位裕度（建议相位裕度范围为 45°～60°），升压变换器所需的相位为

$$\begin{aligned}\phi_{boost} &= \phi_m - \phi_{ps} - 90^\circ \\ &= 45^\circ + 31.5^\circ - 90^\circ \\ &= -13.5^\circ\end{aligned}$$

基于需要的升压相位值，可确定补偿型式：

$$\phi_{boost} \leqslant 0^\circ \Rightarrow \text{I型控制器}$$

$$0^\circ \leqslant \phi_{boost} \leqslant 90^\circ \Rightarrow \text{II型控制器}$$

$$90^\circ \leqslant \phi_{boost} \leqslant 180^\circ \Rightarrow \text{III型控制器}$$

III 型控制器一般不用来补偿基于 HV9912 的升压 LED 驱动，因此这里不再论述。

采用 HV9912 时，I 型和 II 型实现方案如表 6-2 所示。

表 6-2 补偿网络

类型	电路图	传递函数
I	COMP, C_c	$Z_C(s)=\frac{1}{sC_C}$
II	COMP, C_z, R_z, C_c	$Z_C(s)=\frac{1}{s(C_C+C_Z)}\times\frac{1+sR_ZC_Z}{1+s\times\frac{C_ZC_C}{C_Z+C_C}\times R_Z}$

对于本设计，简单的 I 型控制器就能满足需求。仅需调整闭环系统增益幅值在穿越频率处为 1。

$$R_2\times G_m\times\left(\frac{1}{2\pi f_c C_c}\right)\times\frac{1}{15}\times\frac{1}{R_1}\times A_{ps}=1$$

进行变化，可得

$$C_C=R_2\times G_m\times\left(\frac{1}{2\pi f_c}\right)\times\frac{1}{15}\times\frac{1}{R_1}\times A_{ps}$$

$$C_C=3.9\times435\times10^{-6}\times\left(\frac{1}{12566}\right)\times\frac{1}{15}\times\frac{1}{0.12}\times0.039=2.92\text{nF}$$

选择 $C_c=3.3\text{nF}$ 、50V、C0G 电容器。

至此完成了工作在断续导电模式下的基于 HV9912 的升压变换器设计。

6.5 常见错误

(1) 输出电压过压保护裕量不足是最常见的错误。如果 LED 断路，而电路仍在工作，输出电压将一直上升使元件损坏。输出电压过压设定应该比升压变换电路中元器件的极限电压要小。

(2) 采用一个短的 LED 串来测试电路。此时，前向压降可能比电源电压要小，这种情况下很难保护到 LED 串不被流过的大电流烧毁。

6.6 小结

当最小输出电压为输入电压的1.5倍时，常采用升压变换器。在输出电压最大值未达到输入电压的6倍时，可采用连续导电模式。当输出电压大于输入电压6倍时，必须采用断续导电模式。同等功率输出情况下，断续导电模式产生的EMI要比连续导电模式的大。



第 7 章　升－降压变换器

升－降压变换器是一种单开关变换器，它由升压变换器和降压变换器组成。典型的升－降压电路拓扑（作为 LED 驱动器）如图 7-1 所示。

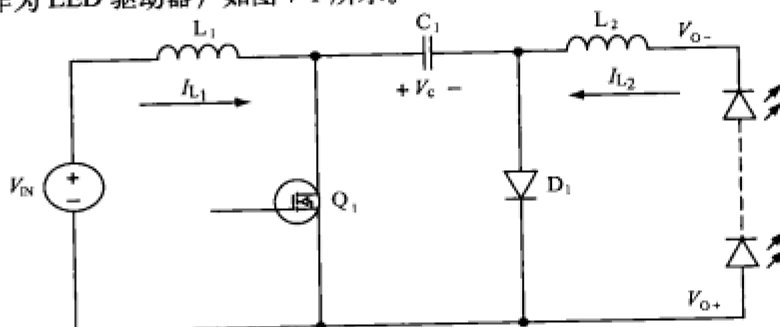


图 7-1　升－降压（库克）电源

这种变换器有以下优点。

- 可以升压或降压。因此，它很适合于 LED 串在运行时输出电压高于或低于输入电压的情况。这种情况在汽车应用中最常见，或者客户想要单个驱动器设计，以满足宽的电压源和负载范围。
- 输入和输出侧都有电感。两级都工作在连续导电模式（CCM），使两个电感流过低电流纹波的连续电流，这可以极大地降低对输入和输出的滤波电容的要求。连续的输入电流还可以使输入侧满足传导 EMI 标准。
- 电路中所有的开关节点在两个电感之间被隔离。输入和输出节点互不影响。这将使来自该变换器的辐射 EMI 最小化。适当地进行线路布局和设计，变换器很容易满足辐射 EMI 标准。
- 升－降压变换器的另一个优点是容性隔离。开关管的损坏将使输入短路，但并不影响输出。因此，在 MOSFET 开关管的损坏时，LED 得到保护。
- 两个电感 L_1 和 L_2 可以接在一个磁心上。当接在同一磁心时，电感纹波电流能够从一侧完全传送到另一侧（纹波抵消技术），使输入纹波完全传送到输出侧，使变换器非常容易满足传导 EMI 标准。

7.1　库克变换器

尽管库克变换器有很多优点，但两个明显的缺点阻碍了它的广泛使用。

- 这种变换器很难稳定地工作。为了使变换器工作正常，常需要复杂的补偿电路。但这同时降低了变换器的响应速度，限制了变换器 PWM 调光能力（对 LED 很关键）。

- 输出电流控制的升–降压变换器往往存在不可控的非衰减谐振，该谐振由一个LC对（L_1和C_1）产生。L_1和C_1的谐振导致电容承受的电压过高，使电路损坏。

可以简单地通过在C_1两端加一个RC阻尼电路来实现L_1和C_1谐振的衰减。然而，电路补偿问题使系统稳定更加困难。

Supertex公司的HV9930利用滞环电流控制解决了补偿问题，并且实现了快速PWM调光。该芯片使用快速比较器控制一个MOSFET的栅极，这是通过设置高低限制实现的，这保证了快速的响应和精确的电流等级。然而，不能使用简单的滞环电流控制，因为变换器不能够启动。为了解决这个问题，HV9930有两个滞环电流控制器——一个用来控制输入电流，另一个用来控制输出电流。

在启动阶段，输入滞环控制器起主要作用，变换器工作在输入电流限制模式。MOSFET导通，输入电流上升至输入电流限制值，然后它关断，输入电流下降至低电流限值。这个循环继续直到输出电流达到要求的值，使输出滞环控制器开始工作。然后，输出电流在设置的低和高电流限值之间变化。与峰值电流控制器不同，滞环控制保证输出电流平均值在输入和输出电压较大范围变化时保持恒定。

滞环方法还可以在启动时限制输入电流（提供了软启动），并且当输出过载或者输入欠压时限制电流。这里需要3个电阻（两个滞环控制器各一套）来设置电流纹波和电流平均值，这样设计的控制器比较简单。这6个电阻决定了输入和输出的性能。

本章将详细介绍升–降压变换器的工作原理和基于HV9930的变换器设计。实例是专门为汽车应用设计的，但是它也可以应用到任何的DC/DC领域。在本书写作期间，只有一款芯片和HV9930的功能相同，即AT9933。它有汽车温度的技术要求（达到125℃工作温度），而HV9930工作在工业温度范围。

7.1.1 库克升–降压变换器的工作原理

一个库克升–降压电源电路如图7-1所示。

稳态时，L_1和L_2的平均电压都为0。因此，中间电容C_1两端的电压V_c等于输入和输出电压之和。

$$V_c = V_{in} + V_o$$

当开关管Q_1导通，两电感上的电流均增加（如图7-2所示）。

$$L_1\frac{di_{L1}}{dt} = V_{in}$$

$$L_2\frac{di_{L2}}{dt} = V_c - V_o = V_{in}$$

当开关管Q_1关断时，两电感上的电流均下降（如图7-3所示）。

$$L_1\frac{di_{L_1}}{dt}=V_{in}-V_c=-V_o$$

$$L_2\frac{di_{L_2}}{dt}=-V_o$$

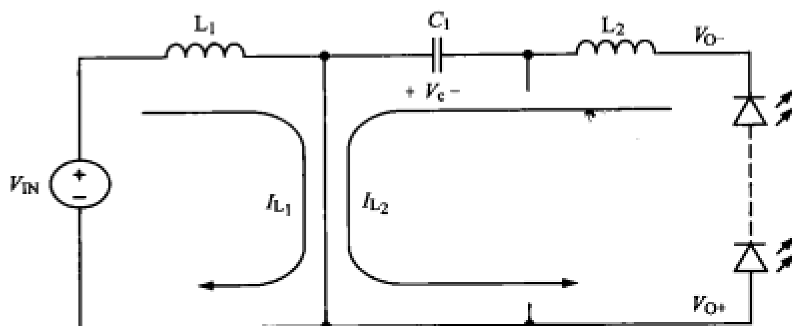


图 7-2　MOSFET 导通时的库克电路

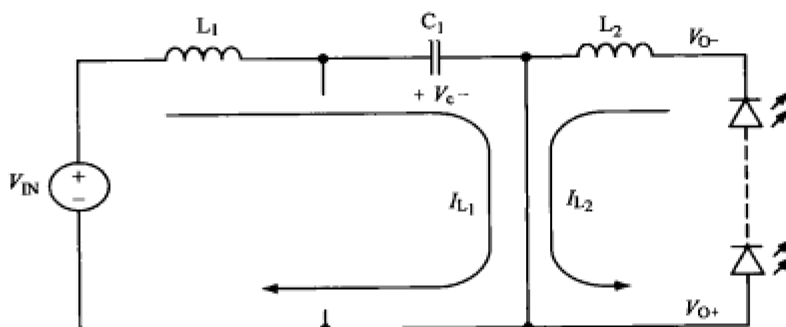


图 7-3　MOSFET 导通时的库克电路

假设开关导通占空比为 D，稳态时，由于一个周期内电感的总伏秒数为 0，得

$$V_{in}\times(D)=V_o\times(1-D)$$

$$\Rightarrow\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{D}{1-D}$$

由此得到升-降压变换器的电压传递函数。可见，当 $D<0.5$ 时为降压运行，$D>0.5$ 时为升压运行。变换器的稳态波形如图 7-4 所示。

Q_1 和 D_1 承受的最大电压等于电容 C_1 两端的电压。

$$V_{Q_1}=V_{D_1}=V_c$$

通过引入 3 个附加元件，修改标准的升-降压变换器，以使 HV9930（如图 7-5 所示）正确工作。

阻尼电路 R_d~C_d 用来阻尼 L_1~C_1 对的振荡。这些附加的元件使电路稳定。

电路中还增加了输入二极管（D_2），对于 PWM 调光运行，此二极管是必需的（在汽车应用中，它可以是反向保护二极管）。当 Q_1 得到栅极关断信号时，D_2 阻止电容 C_1 和 C_d 放电。因

此，当 HV9930 使能时，将很快使变换器达到稳态输出电流值。

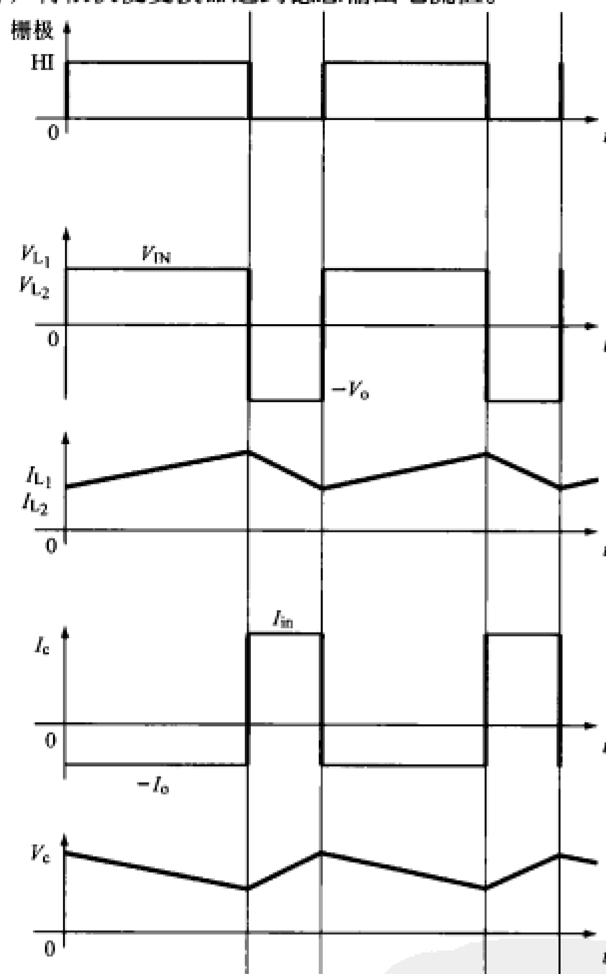


图 7-4　库克变换器稳态波形

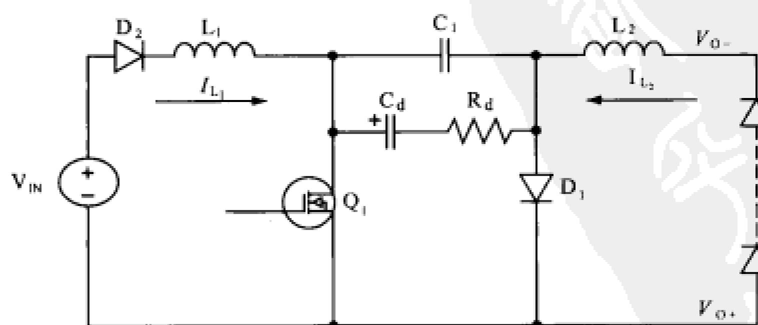


图 7-5　改进的升-降压电路

7.1.2　升-降压变换器的滞环控制

滞环控制的原理是，使控制变量（此处为电感电流 i_{L_2}）在预先设置的上下限内变换。如图

7-4 所示，电感电流在开关管导通时以 V_{in}/L_2 的斜率上升，在开关管关断时以 $-V_o/L_2$ 的斜率下降。因此，滞环控制使电感电流上升到上限时关断开关，当电感电流下降到下限时导通开关。

电感 L_2 的平均电流设为上限值和下限值的平均值。导通和关断时间（以及开关频率）随着输入和输出电压而变化以维持电感电流。然而，在任何滞环控制的实际实现中，都会包含比较器的延时。开关不会在电感电流达到上下限时立刻导通或关断，而是在一小段延时之后动作，如图 7-6 所示。

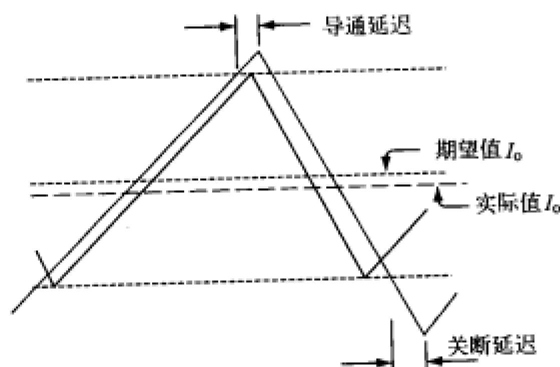


图 7-6　输出电感 L_2 的电流

7.1.3　滞环控制中延时的影响

延时有两个不利的影响。

- 改变了输出电流的平均值。例如，如果在电感电流下降阶段的延时大于上升阶段的延时，则平均电流值将减小。
- 降低了开关频率，这可能使电路更难满足 EMI 标准。

当选择输出电感值和设置电流限制时，必须考虑这些影响。

假设峰峰电流纹波设置为 Δi_o（使用编程电阻），期望的平均电流为 i_o。只要输出电压恒定，滞环电流控制的升−降压变换器就为一个定关断时间变换器，理论上关断时间和输入电压无关。因此，变换器是基于设定的关断时间 T_{off} 设计的（确定关断时间的方法将在后面讨论）。

对于 HV9930，只要开关频率低于 150kHz，延时的影响很小，可以忽略。在这些情况下，输出电感可以由下式确定

$$L_2 = \frac{V_o \times T_{off}}{\Delta i_o}$$

如果选取的电感和计算值相差很大，实际的关断时间 $T_{off,ac}$ 可以用同一公式重算。

然而，在汽车应用中，将变换器的开关频率设置在 150kHz 以下，或在 300~530kHz 范围内是有优势的。这使得传导和辐射的基波频率在受限的频段之外，使变换器较容易通过汽车 EMI 检测。当开关频率高于 300kHz 时，不能忽略延时，必须在计算中加以考虑。图 7-7 给出了输出电感电流波形和变化的上升下降时间。

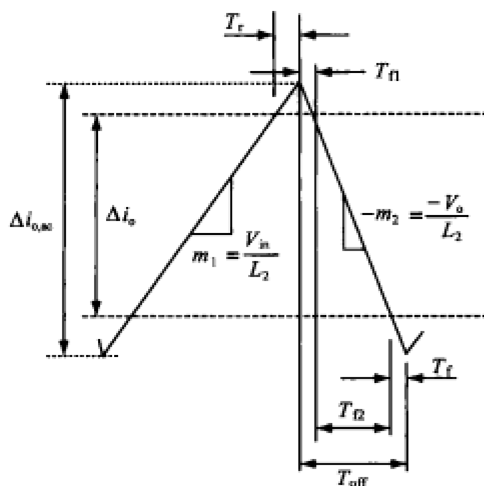


图 7-7　考虑比较器延时的滞环控制

由图 7-7 可知，

$$
\begin{aligned}
T_{off} &= T_{f1} + T_{f2} + T_f \\
&= \frac{V_{in}}{V_o} \times T_r + T_{f2} + T_f
\end{aligned}
$$

T_{f2} 是由期望的输出电流纹波 Δi_o 和下降斜率确定的。HV9930 的延时决定了 T_r 和 T_f。对于 HV9930，比较器的延时和过驱电压（电流检测比较器两输入端的电压差）有关，为

$$
T_{delay} \approx \frac{K}{\sqrt[3]{m \times 0.1 / \Delta i_o}}
$$

式中 m 为电感电流上升或下降的斜率。

$$
T_r = \frac{6\mu}{\sqrt[3]{\frac{V_{in} \times 0.1}{\Delta i_o}}} \times \sqrt[3]{L_2} = K_1 \times \sqrt[3]{L_2}
$$

$$
T_{f2} = \frac{\Delta i_o \times L_2}{V_o} = K_2 \times L_2
$$

$$
T_f = \frac{6\mu}{\sqrt[3]{\frac{V_o \times 0.1}{\Delta i_o}}} \times \sqrt[3]{L_2} = K_3 \times \sqrt[3]{L_2}
$$

利用上面时间延时方程的结果，解三次方程可得到 L_2 的值。此三次方程有一个实根和两个复根。根据能量得，电感值为实根的立方。

$$a = K_2$$

$$b = \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{o}}} \times K_1 + K_3$$

$$c = T_{\text{off}}$$

$$\Delta = 12 \times \sqrt{3} \times \sqrt{\frac{4b^3 + 27a \times c^2}{a}}$$

$$L_2 = \left\{ \frac{1}{6a}\left[(108c + \Delta) \times a^2\right]^{1/3} - \frac{2b}{\left[(108c + \Delta) \times a^2\right]^{1/3}} \right\}^3$$

实际的关断时间可以通过将选择的电感值代入 T_{r}、T_{f}和 T_{f2}的公式计算，从而得到 $T_{\text{r,ac}}$，$T_{\text{f,ac}}$和 $T_{\text{f2,ac}}$。

$$\begin{aligned} T_{\text{off,ac}} &= T_{\text{f1,ac}} + T_{\text{f2,ac}} + T_{\text{f,ac}} \\ &= \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{o}}} \times T_{\text{r,ac}} + T_{\text{f2,ac}} + T_{\text{f,ac}} \end{aligned}$$

实际的电感电流纹波$\Delta i_{\text{o,ac}}$为

$$\Delta i_{\text{o,ac}} = \frac{V_{\text{o}} \times T_{\text{off,ac}}}{L_2}$$

7.1.4 升−降压变换器的稳定性

单管的升−降压变换器可看作升压和降压变换器（按此顺序）的级联，两个开关管使用同一驱动信号（如图 7-8 所示）。

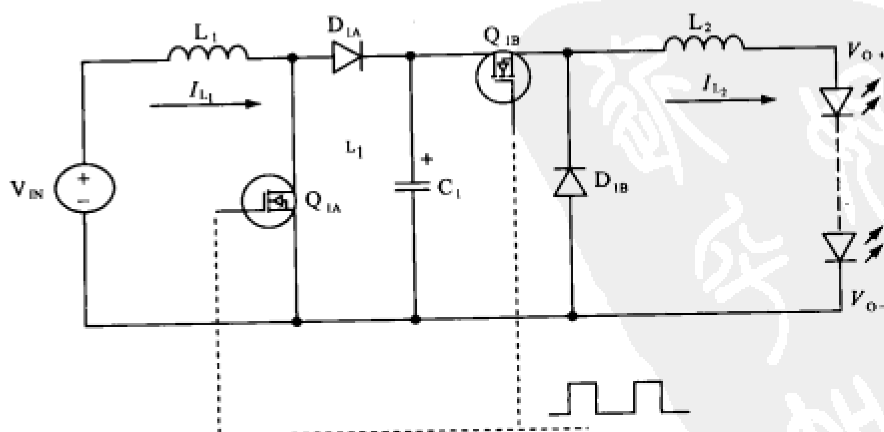


图 7-8 升−降压变换器

系统中的电压关系为

$$\frac{V_{\text{c}}}{V_{\text{in}}} = \frac{1}{1-D} \quad \text{（升压变换器）}$$

$$\frac{V_o}{V_c}=D \text{（降压变换器）}$$

电容电压 V_c 和输入/输出电压的关系均可以由上面等式推出

$$\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{V_o}{V_c}\times\frac{V_c}{V_{in}}=\frac{D}{1-D}$$

$$V_c=\frac{V_{in}}{1-D}=\frac{V_{in}}{1-V_o/V_c}\Rightarrow V_c=V_o+V_{in}$$

为了设计阻尼网络，把变换器视为图 7-7 所示的两个开关管的形式，比看作单管的库克变换器容易。因此，在本章的余下部分，推导等式时均使用级联变换器的形式。

在使用 HV9930 对升−降压变换器进行滞环控制时，降压输出级是可控的，升压输入级是不可控的。HV9930 控制升−降压变换器的等效原理如图 7-9 所示。

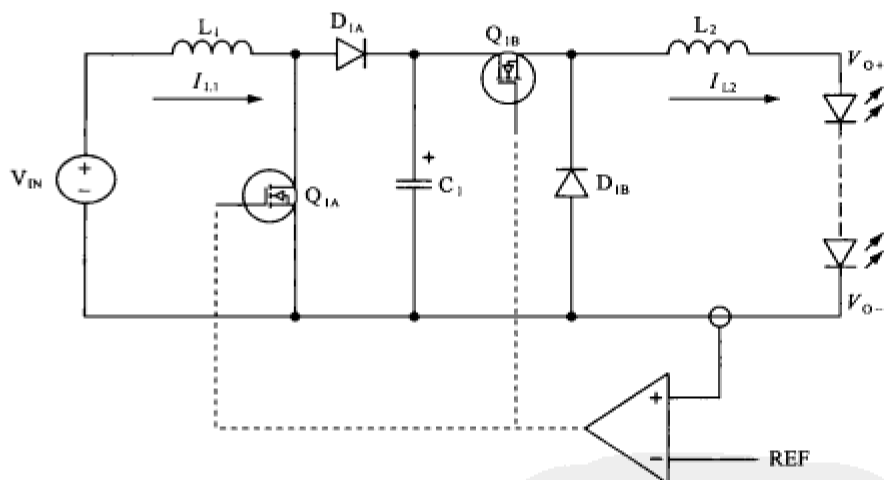


图 7-9　升−降压控制器

输出端降压级的滞环控制保证输出电流 i_{L_2} 在所有输入暂态条件下为恒值。因此，为了建立平均值模型，从电容 C_1 看进去时，负载可以近似为一个电流源 dI_o，其中 d 是瞬时的占空比，I_o 为恒定的输出电流。连续导电模式的降压级还受到另一个条件约束

$$V_o=d\times v_c$$

式中，d 和 v_c 分别为占空比和电容电压的瞬时值，V_o 是恒定的输出电压。为了使系统稳定，控制系统应能够降低电容电压的干扰。

在没有阻尼时，升−降压变换器的系统回路增益的相位裕量为负（即当幅频特性经过 0dB 时相位小于 180°）。因为无阻尼的 LC 极点对使系统不稳定，因此，对电容电压的任何扰动都将被放大，直至器件损坏。当测试电路时，如果电路失稳，开关频率中就会含有低频变化的分量，在平均输出电流中可观察到低频的纹波。

用附加的 R~C 阻尼电路阻尼此 LC 极点对可以使系统稳定，并且确保输入干扰也被适当阻

尼。同时，C_d的存在保证了电阻 R_d上不会出现电压 V_c的直流分量，减少了阻尼电阻的功率损耗（C_d阻止了电压的直流分量）。

假设 C_d>>C_1，可推导出带 R~C 阻尼的升-降压变换器的环路增益传递函数：

$$G(s)H(s)=\frac{D}{1-D}\times\frac{(1+s\times R_d\times C_d)\times\left(1-s\times\frac{D}{(1-D)^2}\times\frac{L_1\times I_o}{V_o}\right)}{(1+s\times R_d\times C_1)\times\left(1+s\times R_d\times C_d+s^2\times\frac{L_1\times C_d}{(1-D)^2}\right)}$$

因此，回路存在 $D/(1-D)$ 的直流增益，还包括：

(1) 位于 $\omega_z=\frac{1}{R_d\times C_d}$ 的无阻尼零点（和 ESR 零点）；

(2) 位于 $\omega_{RHP}=\frac{(1-D)^2}{D}\times\frac{V_o}{L_1\times I_o}$ 的右半平面零点；

(3) 自然谐振频率为 $\omega_o=\frac{1-D}{\sqrt{L_1\times C_d}}$ 的复极点对，阻尼系数为 $\delta=(1-D)\times R_d\times\sqrt{\frac{C_d}{L_1}}$；

(4) 位于 $\omega_p=\frac{1}{R_d\times C_1}$ 的高频极点。

为了使回路稳定，0dB 的交叉点（ω_c）必须满足 ω_c <<ω_{RHP} 和 ω_c <<ω_p。后者可简单地通过选择 C_d>>C_1 实现。

在 ω_c >>ω_o 时，可以很简单地得到 C_d 和 R_d 的近似值。这个条件通常是为了在最小输入电压的恶劣条件下进行计算，因为在这种情况下，直流增益最高。设 $\omega_c=\omega_{RHP}/N$，其中 N>>1。然后，ω_o 可以近似由下式算出：

$$\omega_o=\omega_c\times\sqrt{\frac{1-D}{D}}=\frac{\omega_{RHP}}{N}\times\sqrt{\frac{1-D}{D}}$$

替换上面的 ω_o 和 ω_{RHP} 得到计算 C_d 的公式：

$$C_d=\frac{N^2\times D^3}{(1-D)^3}\frac{L_1\times I_o^2}{V_o^2}$$

选择 R_d 保证 $\omega_z=\omega_c$，使相位裕量较好以及功率损耗最小。然后，用 ω_z 和 ω_{RHP} 的公式解得 R_d。

$$R_d=\frac{N\times D}{(1-D)^2}\frac{L_1\times I_o}{C_d\times V_o}$$

使用上式，阻尼网络参数的近似值可以用下面的等式算出：

$$C_d=9\times\left(\frac{D}{1-D}\right)^3\times L_1\times\left(\frac{I_o}{V_o}\right)^2$$

$$R_d=\frac{3\times D}{(1-D)^2}\frac{L_1\times I_o}{C_d\times V_o}$$

注意，阻尼电阻的值包括了阻尼电容的等效串联电阻。在许多情况下，选择电解电容作为

阻尼电容，电解电容有很大的等效串联电阻（有时有几欧）。在这种情况下，可以减小阻尼电阻。

7.1.5 使用 PWM 调节亮度比

用升-降压实现亮度比的线性调节依靠开关频率和 PWM 调光频率。

对于一个设计工作在最小开关频率 300kHz 的变换器，开关周期为 3.33μs。这是 PWM 调光周期的最小导通时间。当 PWM 调光频率为 200Hz（5ms 周期）时，3.33μs 等于最小占空比，即 0.067%。这相当于调光范围为 1：1500。然而，同一变换器在 PWM 调光频率为 1kHz（1ms 周期）时，其最小占空比为 0.33%，或者说 PWM 调光范围为 1：300。

如果 PWM 调光周期的最小导通时间小于开关周期，LED 电流将达不到它的最终值。因此平均电流将较小。所以 LED 灯将变暗，且 LED 平均电流和输入的 PWM 占空比之间失去线性关系。

7.1.6 基于 HV9930 的升-降压变换器设计

1. 设计规格

输入电压范围：9~16V（典型值 13.5V）。

瞬时电压：42V（钳位甩负载额定值）。

反极性保护：14V。

输出电压：最大 28V。

输出电流：350mA。

LED 电阻：5.6Ω。

预期效率：最小 72%，最大 82%（典型值 80%）。

效率值未考虑反向阻断二极管的功率损耗。肖特基二极管的压降约为 V_d=0.5V，因此功率损耗为 0.4~0.6W。设计变换器时，将考虑二极管压降。

在本设计中的效率值是在给定输入电压和输出功率等级下的典型值。输入电流低（即输入电压高）时，可获得较高的效率：因为较大的输入电流引起了传输损耗，所以功率在较低的输入电压时下降。效率还与工作条件有关，除非设计的功率非常高，否则可近似使用此效率值。

使用 HV9930 控制库克变换器，如果将运行频率保持低于 150kHz，我们可以轻松地让效率高于 85%。然而，因为汽车的 EMI 要求，这是采用了更高的频率（增加了系统的开关损耗），而使效率有所降低。

考虑如图 7-10 所示的升-降压变换器。

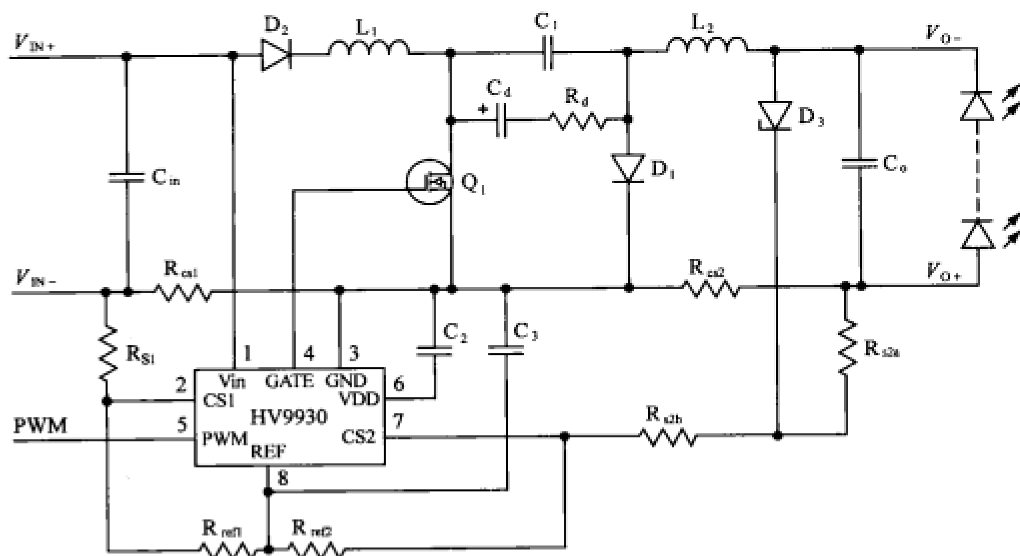


图 7-10 用 HV9930 控制的升–降压变换器

2. 最小输入电压时的开关频率

尽管 HV9930 的工作频率不固定，最小开关频率的选择也是很重要的。当变换器用于汽车时，我们将开关频率设计在 300～530kHz 范围内，以避免广播波段的限制，且使它更容易满足传导和辐射 EMI 规定。因此，在本设计中，我们选择最小开关频率为 300kHz（在最小输入电压时）。

3. 计算占空比

开关的占空比必须在最小输入电压时计算：

$$D_{\max}=\frac{1}{1+\dfrac{\eta_{\min}\times(V_{\text{in,min}}-V_{\text{d}})}{V_{\text{o}}}}=0.821$$

4.计算输入电流

首先应在最小输入电压下计算输入电流等级，因为可得出输入电流的最大值。此值将用于计算其他器件的电流等级。

$$I_{\text{in,max}}=\frac{V_{\text{o}}\times I_{\text{o}}}{\eta_{\min}\times(V_{\text{in,min}}-V_{\text{d}})}=1.601\text{A}$$

5. 计算输出电感

第一步计算关断时间。变换器的关断时间可以按下式计算：

$$T_{\text{off}}=\frac{1-D_{\max}}{f_{\text{s,min}}}=598\text{ns}$$

假设输入电流的峰峰纹波为 25%（Δi_{o}=87.5mA），计及二极管的压降，用（$V_{\text{in,min}}-V_{\text{d}}$）代替 V_{in}，得

$$598\text{ns} = 0.887\mu \times \sqrt[3]{L_2} + 3.125\text{m} \times L_2 + 1.89\mu \times \sqrt[3]{L_2}$$

L_2为

$$L_2 = (0.052)^3 = 145\,\mu\text{H}$$

最接近的标准电感为150μH，电流有效值为0.35A，饱和电流为0.4A。因为电感值和计算值不同，实际的关断时间也变为

$$T_{\text{off,ac}} = 2.777\mu \times \sqrt[3]{L_{2,\text{ac}}} + 3.125\text{m} \times L_{2,\text{ac}} = 616\text{ns}$$

实际输出电流的纹波为

$$\Delta i_{\text{o,ac}} = \frac{V_\text{o} \times T_{\text{off,ac}}}{L_{2,\text{ac}}} = 0.115\text{A}$$

注意，尽管假设输出电流纹波约为25%（或87.5mA），实际纹波几乎是这个值的两倍。纹波变大是由比较器的延迟造成的。变换器的输出（LED灯两端）需接一个电容来降低纹波至期望的大小。因为开关频率很高，所以这个电容值可以很小，而且电容还可以减小输出EMI。在PWM调光应用中，不允许使用大的输出电容，因为储存的电荷会减小亮度比。

计算纹波相对于设定限值的过冲和下冲量更有用，因为这能确定由于延迟引起的平均电流的变化：

$$\Delta i_{\text{over}} = \frac{V_\text{o}}{L_{2,\text{ac}}} \times \left(\frac{V_{\text{in,min}} - V_\text{d}}{V_\text{o}} \times K_1\right) \times \sqrt[3]{L_{2,\text{ac}}} = 8.3\text{mA}$$

$$\Delta i_{\text{under}} = \frac{V_\text{o}}{L_{2,\text{ac}}} \times K_3 \times \sqrt[3]{L_{2,\text{ac}}} = 19\text{mA}$$

因此，平均电流将比设定值减小约10.7mA。

在大多数情况下，由于电感值是可知的，实际关断时间和计算值会有很大不同。因此，最好使用实际的关断时间去计算其他元件的参数。

如果开关频率小于150kHz，可以用等式$L_2 = \frac{V_\text{o} \times T_\text{off}}{\Delta i_\text{o}}$来计算输出电感（$L_2$）的值，使计算得到很大的简化。

6. 计算输入电感

假设输入电流在最小输入电压下的峰峰纹波为15%（这么小的输入纹波使所需的输入滤波电容最小）。之前求得的关断时间可用来计算输入电感的值：

$$L_1 = \frac{V_\text{o} \times T_{\text{off,ac}}}{0.15 \times I_{\text{in,max}}} = 72\mu\text{H}$$

最接近的标准电感值为82μH。在计算的最后阶段，电感的电流额定值将在设定输入电流限值后确定。输入电流的峰峰纹波是

$$\Delta I_{\text{in}} = \frac{V_\text{o} \times T_{\text{off,ac}}}{L_{1,\text{ac}}} = 0.21\text{A}$$

7. 计算中间电容（C_1）的值

假设在最小输入电压时电容两端有 10%的纹波 ［$\Delta v_c = 0.1\times(V_{in,min} - V_d + V_o) = 3.65V$］，电容 C_1 为

$$C_1 = \frac{I_{in,max}\times T_{off,ac}}{\Delta V_c} = 0.257\mu F$$

$$I_{rms,C_1} = \sqrt{I_{in,max}^2\times(1-D_{max}) + I_o^2\times D_{max}} = 0.72A$$

必须认真选取电容的额定值和类型。这个电容承担了输入电流和输出电流。因此，为了防止电容过多的损耗和过热，其 ESR 应非常小。由于它们的 ESR 很小，瞬时电压限值很高因此，陶瓷电容是这个应用中的理想选择。如果由于陶瓷电容价格高而不想用它，或者无法获得陶瓷电容，也可以用如 PET 的塑料薄膜电容代替，这种电容的体积较大。

电容两端最大的稳态电压是 44V（=28V+16V），最大的瞬时电压 $V_{c,max}$ 是 70V（=28V+42V）。陶瓷电容可以在负荷失效时，承受 2.5 倍的额定电压。同时，依据施加的偏置电压，这些电容的实际容值会相应地减小。X7R 和 X5R 类型的陶瓷电容更稳定，额定电压时，容值的跌落不超过 20%。

因此，可以选择 0.22μF、50V 的 X7R 陶瓷电容。

8. 选择开关管（Q_1）

MOSFET Q_1 两端的峰值电压是 70V。假设漏感尖峰值比额定电压值高 30%，MOSFET 的承受电压至少为

$$V_{FET} = 1.3\times V_{c,max} = 91V$$

在输入电压较低时，流过 MOSFET 的电流有效值达到最大（高电流等级和最大占空比）。流过 MOSFET 最大的电流有效值为

$$I_{FET,max} = (I_{in,max} + I_o)\times\sqrt{D_{max}} = 1.77A$$

典型的 MOFET 选取方法是选择额定电流约为最大电流有效值的 3 倍。此处选用 Fairchild Semiconductors 公司的 FDS3692（100V、4.5A、50mΩ 的 N 沟道 MOSFET）。注意给出的额定电流一般为 25℃的值，额定电流随温度的上升而下降。

选定的 MOSFET 的总栅极电荷 Q_g 最大值为 15nC。因为开关频率高时会导致开关损耗增加，所以推荐 MOSFET 总栅极电荷不超过 20nC。如果适当降低开关频率，则允许总栅极电荷高一些。

与 MOSFET 栅极串联的电阻通过减慢导通时间，从而减小了 EMI。当 MOSFET 导通缓慢时，电流瞬时值受到限制，但这将使效率降低。用一个 PNP 晶体管来帮助 MOSFET 栅极放电，会使效率的降低为最小，且不会明显增加 EMI。

9. 选择开关二极管

二极管 D_2 的最大电压额定值和 MOSFET 的额定电压相同。二极管电流的平均值和输出电流相等。

$$I_{diode} = I_o = 350\text{mA}$$

尽管二极管电流的平均值只有 350mA，而实际流过二极管的开关电流高达 1.95A（$I_{in,max}+I_o$）。（注意：计算值为 360mA，由于延时，减小了 10mA，实际电流平均值为 350mA。）500mA 的二极管可以安全地承受 1.79A 的电流，但是电流大时，电压也会很大，增加了功率损耗。因此，应选择额定电流至少为 1A 的二极管。一个 100V、2A 的肖特基二极管是不错的选择。不应将额定电压选取得明显高于要求的电压值，因为一般正向压降随着反向电压额定值的增加而增加，这会导致传导损耗过高。

10. 选择输入二极管

输入二极管有两个用途。

（1）保护电路，防止输入电压极性接反。

（2）当 HV9930 关闭时，防止 C_1 放电，有助于电路进行 PWM 调光。

器件的额定电流应该至少等于 $I_{in,max}$。器件的额定电压应该大于反向输入电压额定值。高额定电流的二极管通常正向压降较低。对于本设计，30BQ015（15V、3A 肖特基二极管）是不错的选择。

如果既不需要反极性保护也不需要 PWM 调光，从 LED 驱动器电路去掉输入二极管将使变换器的输入电压增加，使效率有少许提高，使最大输入电流稍微降低。

11. 计算输入电容

在输入侧需要电容对输入电流滤波。这个电容主要用来降低输入电流纹波中的 2 次谐波（在本例中，2 次谐波恰好在 AM 广播频段范围内）。根据美国汽车工程师学会（SAE）的 J1113 规定，窄带发射峰值限制为 50dBμV，使输入电压在 13±0.5V 范围时满足第 3 类标准。假设输入电流近似为锯齿波，输入电流的二次谐波有效值（Iin，2）为

$$I_{in,2} = \frac{\Delta I_{in}}{2\times\sqrt{2}\times\pi} = 0.024\text{A}$$

在输入为 13V 时，计算出变换器的开关频率为

$$D_{nom} = \frac{1}{1+\frac{\eta_{nom}\times(V_{in,nom}-V_d)}{V_o}}$$

$$= \frac{1}{1+\frac{0.8\times(13.5-0.5)}{28}} = 0.73$$

$$f_{s,nom} = \frac{1-D_{nom}}{T_{off,ac}} = 414\text{kHz}$$

$$C_{in} = \frac{I_{in,2}}{4\times\pi\times f_{s,nom}\times10^{-6}\times10^{50/20}} = 14.6\mu\text{F}$$

最终选择三个 4.7μF、25V、X7R 的陶瓷电容并联。

12. 计算输出电容

输出电容使 LED 电流纹波从 115mA 降到ΔI_{LED}=70mA，可以用电感电流的基波近似计算。

LED 上电流纹波的峰峰值为 70mA 时，电压纹波的峰峰值为 392mV（$\Delta v_o = \Delta I_{LED} \times R_{LED}$）。于是，

$$\frac{\Delta v_o}{2} = \frac{8}{\pi^2} \times \left(\frac{\Delta i_{L2}}{2}\right) \times \frac{R_{LED}}{\sqrt{1+(2\times\pi\times f_{s,min}\times R_{LED}\times C_o)^2}}$$

所需的输出电容值可由下式计算：

$$C_o = \frac{\sqrt{\left(\frac{16\times R_{LED}}{\pi^2}\times\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta v_o}\right)^2 - 1}}{2\times\pi\times f_{s,min}\times R_{LED}} = 0.178\mu F$$

最终选择了 0.22μF、35V 的陶瓷电容。

13. 计算开关频率变化的理论值

最大和最小频率现在可由下式算出（在稳态电压情况下）：

$$f_{s,min} = \frac{1 - \frac{1}{1+\eta_{min}\times(V_{in,min}-V_d)/V_o}}{T_{off,ac}} = 291kHz$$

$$f_{s,min} = \frac{1 - \frac{1}{1+\eta_{max}\times(V_{in,max}-V_d)/V_o}}{T_{off,ac}} = 506kHz$$

频率变化单位的理论值也可表示为 398kHz±27%。

14. 阻尼电路的设计

阻尼网络的参数可以按下式计算：

$$C_d = 9\times\left(\frac{D_{max}}{1-D_{max}}\right)^3 \times L_{1,ac} \times \left(\frac{I_o}{V_o}\right)^2 = 11\mu F$$

$$R_d = \frac{3D_{max}}{(1-D_{max})^2} \times \frac{L_{1,ac}\times I_o}{C_d\times V_o} = 7.16\Omega$$

R_d 的功率损耗为

$$P_{Rd} = \frac{\Delta v_c^2}{12\times R_d} = \frac{3.65^2}{12\times 7.16} = 0.155W$$

阻尼电容电流的有效值为

$$i_{Cd} = \frac{\Delta v_c}{2\times\sqrt{3}\times R_d} = 0.147A$$

最终选择了可以允许最小 150mA 电流有效值的 10μF、50V 电解电容。例如 Panasonic 的 EEVFK1H100P（10μF、50V、尺寸 D），其 ESR 约为 1Ω，因此 R_d 可以减小至约 6.2Ω。

15. HV9930 的内部调压器

HV9930 包括一个内部的 8~200V 的线性调压器，为芯片供电。此调压器可以连接在如图 7-11 所示电路中两个节点的任何一个。

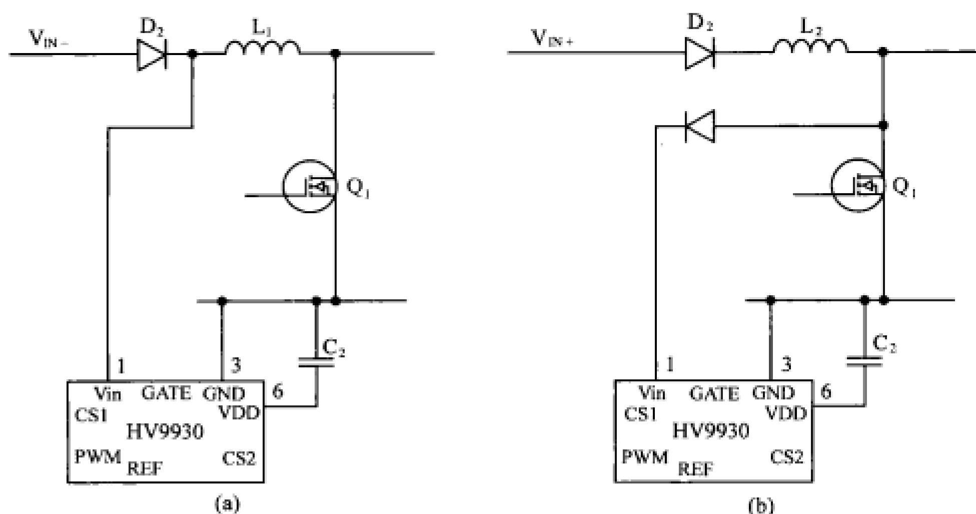


图 7-11　VIN 引脚的连接方法

一般情况下，当输入电压始终大于 8V 时，芯片的 VIN 引脚可以接在输入保护二极管的阴极（如图 7-11a 所示）。如果未提供反向保护，VIN 引脚可以直接连到电源正极。

当变换器需要工作在低于 8V 的电压下时，一旦变换器开始工作（像冷启动运行情况），HV9930 的 VIN 引脚就可以如图 7-11b 所示连接。在这种情况下，MOSFET 漏极电压为 $V_{in}+V_o$，因此即使输入电压低于 8V，芯片仍能工作。然而，这种情况下，VDD 引脚需要接更大的维持电容，在 MOSFET 导通时为芯片供电。

在两种情况下，都建议在 VDD 引脚上接一个 2.2μF 或者更大一些的陶瓷电容。

16. 内部电压参考

HV9930 内部含有一个 1.25V（±3%）的参考电压，这个参考电压可以用来设置输入和输出滞环比较器的电流阈值。建议在这个引脚上接一个至少为 0.1μF 的陶瓷电容。

17. 设计滞环控制器和过压保护

滞环控制器的输入和输出电流都用三个电阻来设置，一个电流检测电阻和两个分压电阻。确定输入和输出侧电阻的公式相同，为

$$\frac{R_s}{R_{ref}}=\frac{0.05\times\dfrac{\Delta i}{I}+0.1}{1.2\times\dfrac{\Delta i}{I}-0.1}$$

$$R_{cs}=\frac{1.2\times\dfrac{R_s}{R_{ref}}-0.05}{I}$$

这些公式均假设用 HV9930 的 1.25V 参考电压来设置电流。在 LED 灯需要线性调光的情况下，建议输入电流的阈值基于 1.25V 参考计算，而输出电流阈值根据输入电压的变化进行调整。在本设计下，假设用最大的外部电压 V_{LD} 作为参考，上面的两式可以改写为

$$\frac{R_s}{R_{ref}}=\frac{0.05\times\frac{\Delta i}{I}+0.1}{(V_{LD}-0.05)\times\frac{\Delta i}{I}-0.1}$$

$$R_{cs}=\frac{(V_{LD}-0.05)\times\frac{R_s}{R_{ref}}-0.05}{I}$$

在这个设计中，假设不需要线性调光，可以用 1.25V 的参考电压确定输入和输出电流。

注意 HV9930 不能控制断续导电模式的升–降压变换器。最小的外部电压为

$$V_{LD}=0.1\times\frac{R_{ref2}+R_{s2}}{R_{s2}}$$

输出侧的设计也和过压保护相关。升–降压变换器不能工作在 LED 开路情况下，因此外部的保护是必需的。可通过增加一个稳压二极管 D_3 来实现，同时将电阻 R_{s2} 分成两部分，R_{s2a} 和 R_{s2b}。正常工作时，电感电流只流过 R_{cs2}，R_{cs2} 的压降由串联的 R_{s2a} 和 R_{s2b} 采样得到。

当 LED 开路时，电感电流将流过二极管 D_3。这将使输出电压钳位至稳压二极管的击穿电压。然而，由于二极管不能承担全部电流，所以电流要降到更便于处理的等级。在 LED 开路的情况下，电流将流过 R_{cs2} 和 R_{s2a}。因此，对于芯片来说，实际的电流检测电阻是 $R_{cs2}+R_{s2a}$，它们的压降将通过 R_{s2b} 检测。这样就减小了设计的电流等级，因此阻止了较大的 LED 电流流过稳压二极管。

18. 选择输出侧电阻

对于输出电流，I_o=0.36A（为了补偿由延时引起的 10mA 的跌落），ΔI_o=87.5mA。注意，这里使用假设值，而不是实际值来计算纹波电流。使用上面式中的取值，

$$\frac{R_{s2a}+R_{s2b}}{R_{ref2}}=0.534$$

$$R_{cs2}=1.64\Omega$$

$$P_{Rcs2}=0.35^2\times1.64=0.2\text{W}$$

在完成输出侧设计之前，还必须设计过压保护电路。在本例中，选择了一个 33V 的稳压二极管。这个电压是当 LED 开路时输出被钳位的电压。对于一个 350mW 的二极管，33V 时最大电流约为 10mA。LED 开路时，设电流为 5mA，并假设采用相同的 R_s/R_{ref} 比值，

$$R_{s2a}+R_{cs2}=120\Omega$$

选择了以下取值的电阻

$$R_{cs2}=1.65\,\Omega,\ 1/4\text{W},\ 1\%$$

$$R_{ref2}=10\,\text{k}\Omega,\ 1/8\text{W},\ 1\%$$

$$R_{s2a}=100\,\Omega,\ 1/8\text{W},\ 1\%$$

$$R_{s2b}=5.23\,\text{k}\Omega,\ 1/8\text{W},\ 1\%$$

19. 设计输入侧电阻

对于输入侧，我们首先要决定输入电流限值的等级。这个电流等级，根据输入比较器即使

在最小输入电压时，也不能影响电路工作的原则来确定。

在最小输入电压时的输入电流峰值为

$$I_{in,pk} = I_{in,max} + \frac{\Delta I_{in}}{2} = 1.706A$$

假设变换器在输入电流限制模式下有峰峰值纹波为 30%，输入电流的最小值为

$$I_{lim,min} = 0.85 I_{in,lim}$$

为了使电路正常工作，应保证 $I_{lim,min} > I_{in,pk}$。设定安全系数为 5%，即

$$I_{lim,min} = 1.05 I_{in,pk}$$

可以算出输入电流限为 $I_{in,lim}$=2.1A。设允许电流峰峰值纹波为 30%，可以算得：

$$\frac{R_{s1}}{R_{ref1}} = 0.442$$

$$R_{cs1} = 0.228\Omega$$

$$P_{Rcs1} = I_{in,lim}^2 \times R_{cs1} = 1W$$

这是功率损耗的最大值，此时输入电压最小。在输入电压额定值 13.5V 为时，可以使用效率和输入电压的额定值来计算输入电流。

$$I_{in,nom} = \frac{28 \times 0.35}{0.8 \times (13.5 - 0.5)} = 0.942A$$

$$P_{Rcs1} = 0.942^2 \times 0.228 = 0.2W$$

因此，在额定输入电压时，功率损耗大约减小了 5 倍，为较合理的 0.2W。

最终电阻值选为：

R_{cs1} = 三个 0.68Ω，1/2W，5%的电阻并联

R_{ref1} = 10kΩ，1/8W，1%

R_{s1} = 4.42kΩ，1/8W，1%

20. 输入电感电流额定值

流过输入电感的最大电流为 $I_{lim,max}=1.15I_{in,lim}$=2.4A。因此，电感的饱和电流额定值至少是 2.5A。

如果变换器长期工作在输入电流限值下，则电流的额定有效值应为 2A，否则，有效值取 1.5A 就足够了。

21. 提高效率

可以减小输入电流检测电阻值以减小功率损耗。为此，在续流二极管（flywheel diode）的阳极和 HV9930（AT9933）的电流采样输入端加一个附加电阻（R_A）。这个电阻使输入比较器所需的滞环宽减小。附加电阻如图 7-12 所示。

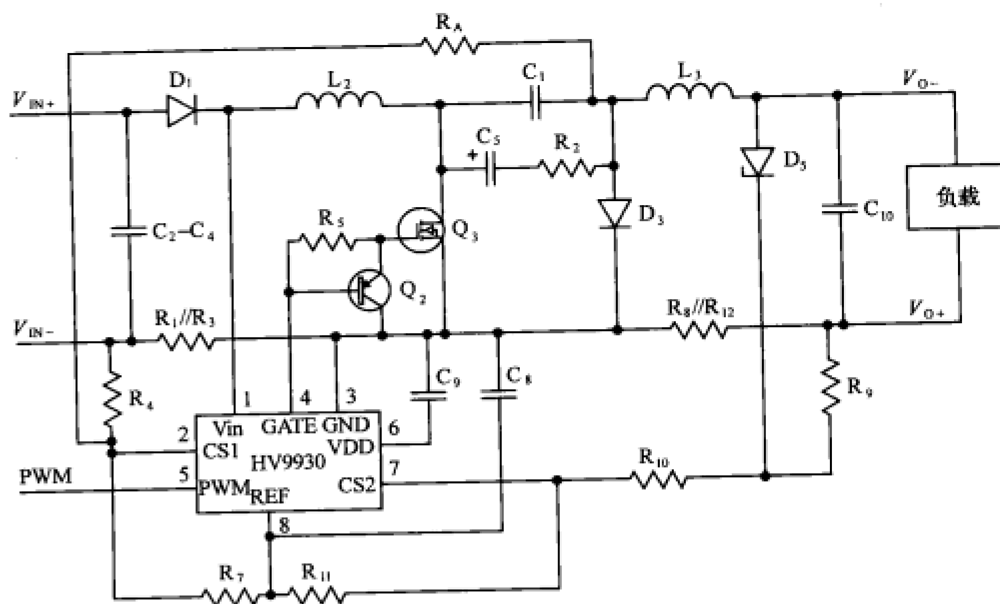


图 7-12　库克电路的改进

在图 7-12 中，$R_{S1}=R_4$，$R_{REF1}=R_7$，$R_{CS1}=R_1//R_3$。

考虑电路在 MOSFET 导通时，流过 L_1 的输入电流按 $\Delta I_{IN}/2$ 增加，直至增到 $I_{IN,LIM}+\Delta I_{IN}/2$。当 MOSFET 导通时，电容 C_1 的正极接地，另一极连在电阻 R_A 上，电压为 $-V_{C1}$。注意，电压 $-V_{C1,NOM}=V_{IN,NOM}+V_O$。接至 CS1 的比较器输入端电压参考为 0V。考虑节点 CS1 的电流，CS1 输入阻抗高，所以电流之和为 0 。

$$\frac{V_{REF}}{R_7}=\frac{V_{C1,NOM}}{R_A}+\frac{\left(I_{IN,LIM}+\dfrac{\Delta I_{IN}}{2}\right)\times R_1//R_3}{R_4}$$

现在考虑 MOSFET 关断时的电路。此时续流二极管 D_3 导通，所以电容 C_1 的负极接地（二极管上的正向压降很小，可忽略）。当 MOSFET 关断时，接至 CS1 的比较器输入端电压参考为 100mV。

$$\frac{V_{REF}-0.1V}{R_7}=\frac{0.1A}{R_A}+\frac{0.1V+\left(I_{IN,LIM}-\dfrac{\Delta I_{IN}}{2}\right)\times R_1//R_3}{R_4}$$

由于 R_4 的值很大，两端的电压很小，可以忽略它的影响以简化计算

$$\frac{V_{REF}-0.1V}{R_7}=\frac{0.1V+\left(I_{IN,LIM}-\dfrac{\Delta I_{IN}}{2}\right)\times R_1//R_3}{R_4}$$

因此，可以在 MOSFET 关断期间忽略附件电阻 R_A。很明显，如果电流（$I_{IN,LIM}-\Delta I_{IN}/2$）可以增加，那么就可以减小 $R_1//R_3$，或增加 R_4，也可同时减小 $R_1//R_3$ 和增加 R_4。

电流采样电压最大值出现在 MOSFET 第一次导通时。

$$V_{SENSE,MAX} = \left(I_{IN,LIM} + \frac{\Delta I_{IN}}{2}\right) \times R_1 // R_3$$

它是电容 C_1 两端电压的函数。在 MOSFET 导通时等式变为

$$\frac{V_{REF}}{R_7} = \frac{V_{C1,NOM}}{R_A} + \frac{\left(I_{IN,LIM} + \frac{\Delta I_{IN}}{2}\right) \times R_1 // R_3}{R_4}$$

对于库克拓扑，$V_{C1}=V_{IN}+V_{OUT}$。启动时，$V_{OUT}=0V$，所以 $V_{C1,MIN}=V_{IN,MIN}$。最大输入电流在 $V_{IN,MIN}$ 时出现。

$$\frac{V_{REF}}{R_7} = \frac{V_{IN,MIN}}{R_A} + \frac{\left(I_{IN,LIM} + \frac{\Delta I_{IN}}{2}\right) \times R_1 // R_3}{R_4}$$

如果在改进电路中将最大电流（$I_{IN,LIM} +\Delta I_{IN}/2$）设置为电感 L_1 的饱和电流 I_{SAT}，则

$$\frac{V_{REF}}{R_7} = \frac{V_{IN,MIN}}{R_A} + \frac{I_{SAT} \times R_1 // R_3}{R_4}$$

实际中，我们是从未改进的电路开始设计的，所以（$I_{IN,LIM}+\Delta I_{IN}/2$）是在考虑加入 R_A 之前的值。在改进电路中，I_{SAT}（L_1）必须远高于这些值，以使损耗减小，但也使启动时产生较大的输入纹波。

$$R_A = \frac{(V_{IN,NOM} + V_{OUT}) - \frac{V_{IN,MIN} \times (I_{IN,LIM} + \Delta I_{IN})}{I_{SAT}}}{\frac{V_{REF1}}{R_7} \times \left(1 - \frac{(I_{IN,LIM} + \Delta I_{IN})}{I_{SAT}}\right)}$$

$$R_4(\text{mod}) = \frac{0.1\text{V}}{\frac{V_{REF1} - 0.1\text{V}}{R_7} - \frac{(I_{IN,LIM} - \Delta I_{IN})}{I_{SAT}} \times \left(\frac{V_{REF1}}{R_7} - \frac{V_{IN,MIN}}{R_A}\right)}$$

$$R_1 // R_3(\text{mod}) = \frac{R_4(\text{mod})}{I_{SAT}} \times \left(\frac{V_{REF1}}{R_7} - \frac{V_{IN,MIN}}{R_A}\right)$$

在标准拓扑中 V_{REF1}=1.25V。

22. 满足传导和辐射 EMI 标准

由于升–降压变换器的自身特性，它容易满足传导和辐射 EMI 标准。但是，在设计和 PCB 布局时还有一些注意事项。

（1）在某些情况下，当输入电流纹波太大或者变换器的开关频率高于 150kHz 时，只利用输入端的电容可能不能满足传导 EMI 标准。这种情况下，可用输入端 PI 滤波器来滤除低频谐波。

（2）屏蔽电感或环形电感的效果常比非屏蔽电感好。这些电感使辐射磁场最小。

（3）在布局时，芯片和 MOSFET 的地应连接在电感下面的 PCB 铜层。

（4）由 Q_1、C_1 和 D_1 组成的回路应该尽量小。这对满足高频 EMI 标准很有帮助。

（5）由于 MOSFET 的源极和 HV9930 的地都接在 GND 层，所以从 HV9930 的 GATE 输出到 MOSFET 栅极的导线长度要尽可能短。串联在栅极的低值电阻（10~ 47Ω）将使开关边沿变缓，并大大减小了 EMI，尽管这将使效率稍有下降。用一个 PNP 晶体管使栅极快速放电，可以限制效率的减小，同时不会明显增加 EMI。

（6）在二极管 D_1 两端可能需要一个 R~C 阻尼网络，来减小由于二极管未阻尼的结电容引起的噪声。

以上几点在库克变换器设计中同样适用。接下来讨论一种非常类似的电路——SEPIC 变换器。

7.2 SEPIC 降–升压变换器

与库克变换器一样，SEPIC（Single Ended Primary Inductance Converter，单端初级电感变换器）是一种升–降压变换器，因此输入电压范围可以和输出电压交迭。SEPIC 电路可以设计成恒压或恒流输出。

SEPIC 拓扑的影响曾经很大，但是直到最近它的应用才越来越多，这是因为：（1）它需要低 ESR 的电容，现在有很多电容满足这一要求；（2）它能为交流输入电源提供功率因数校正，以满足世界范围内的 EMI 标准。

在汽车和便携式产品应用中，常用电池作为 DC/DC 变换器的电源。用在汽车业中的 12V 电源的输出电压范围可能较宽，如铅酸电池正常工作下典型范围是 9~16V，但在冷启动时可能低到 6.5V，在负载失效（电池断开）时高达 90V。峰值电压常钳位在大约 40V，使用一个压敏电阻吸收能量。

锂电池已经成功应用在便携式产品中，这主要归功于其高能量密度。一个锂电池充满电时可以提供 4.2V 的开路电压，可以代替多达 3 个 NiCd 或 NiMH 电池。在放电至 2.7V 之前，电池仍保持一定的能量。它的输入电压可以比许多 DC/DC 变换器的输出更高或更低，因此不能使用升压或降压变换器。

国际标准规定功率高于 75W 的电源要包含功率因数校正（PFC）电路。理想的功率因数是指交流电网的电流为正弦的，且与电压同相位。大多数 PFC 电路使用一个简单的升压变换器作为输入级，意味着输入级的输出必须高于输入波形的峰值。在欧洲，交流电压的有效值为 190~265V，这使得输出至少为 375V，迫使后级的变换器工作在被抬高的输入电压下。典型的 PFC 输入级输出电压为 400V。

SEPIC 拓扑有着升–降压的拓扑，升压部分提供 PFC，降压部分提供较低的输出电压。这提供了一种简洁有效的设计。即使输入电压峰值更高时，它也能提供所需的输出等级。

SEPIC 电路的基本公式

图 7-13 所示的升压拓扑是 SEPIC 变换器的基本部分。升压变换器的原理如下。首先，开关 Q_1 在导通时间 T_{on} 内导通，使 L_1 的电流增加，其储能也增加。然后，开关 Q_1 在关断时间 T_{off}

内停止导电，但是流过 L_1 的电流不能突变，它将继续流动，只不过现在是经过二极管 D_1 流入 C_{out}。由于储能减小，L_1 的电流逐渐减小。电容 C_{out} 对 Q_1 关断时 L_1 产生的电流脉冲滤波。

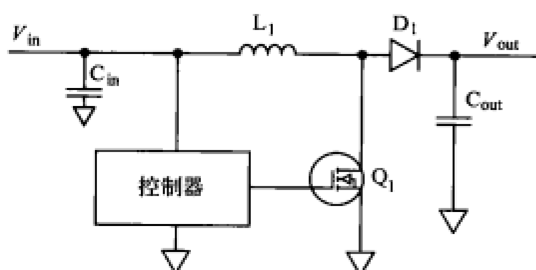


图 7-13 此升压变换器是 SEPIC 电源电路的基础

二极管 D_1 必须快速地开关，因此该二极管的反向恢复时间应很短（T_{rr} 小于 75ns）。在 V_{out} 较低时，可以通过使用低正向压降（大约 400mV）的肖特基二极管 D_1 来提高效率。

注意 升压变换器一个最重要的限制是，V_{out} 必须总是高于 V_{in}。如果 V_{in} 比 V_{out} 大，D_1 将正偏，无法阻止电流从 V_{in} 流到 V_{out}。

图 7-14 所示的 SEPIC 电路中，为了去除这个限制，在 L_1 和 D_1 之间接入电容（C_p）。该电容阻止了输入和输出之间的一切直流分量。然而，D_1 的阳极必须连接到一个电位已知的节点上。这是通过将 D_1 经一个次级电感（L_2）接地来实现的。L_2 可以与 L_1 互相独立，也可与 L_1 绕在同一磁心上，这取决于应用的需要。

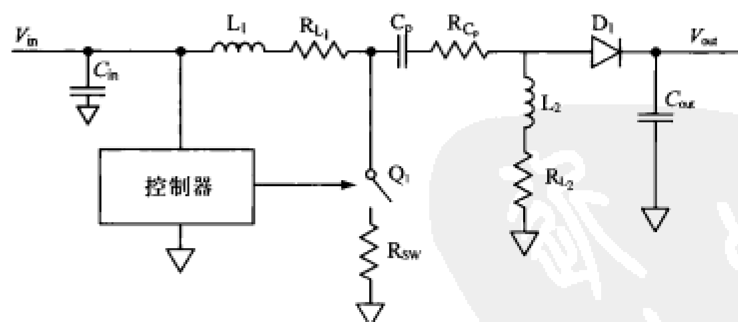


图 7-14 SEPIC 电路拓扑

如果 L_1 和 L_2 绕在同一磁心上，就构成了一个简单的变压器，可能有人会认为典型的反激拓扑更合适。然而，变压器的漏感在 SEPIC 拓扑中不是问题，在反激拓扑中常需要一个缓冲网络，这将在本章的后面介绍，简单地说，反激结构需要附加器件，而且必须认真选择以使损耗最小。

在 SEPIC 电路中，大部分传导损耗是由 R_{L_1}、R_{L_2}、R_{S_w} 和 R_{C_p} 造成的，它们分别是 L_1、L_2、SW 和 C_p 的寄生电阻。图 5-27 中也示出了这些寄生元件。

SEPIC 电路的一个优点是，除了具有降压和升压能力外，电容（C_p）阻止了不期望的电流

从 V_{IN} 流向 V_{OUT}。因此，克服了简单升压变换器的 V_{IN} 必须总是比 V_{OUT} 低的问题。

尽管所用的器件很少，用公式描述 SEPIC 变换器的工作原理并不简单，必须做一些假设。首先，假设电流和电压的纹波值相对于直流分量是很小的。其次，假设在稳态时电感 L_1 和 L_2 两端没有直流电压（忽略寄生电阻上的压降）。利用这些假设，C_p 一端的电位为 V_{in} 的直流电位（经过 L_1），另一端为地（经过 L_2）。C_p 两端的直流电压为

$$V_{C_p}(\text{平均值}) = V_{IN}$$

开关周期 T=1/频率。开关 Q_1 导通时间与 T 之比为占空比 D，剩余部分为（$1-D$）。因为在稳态时 L_1 电压平均值为 0，所以，在 DT 期间（即 MOSFET 的导通时间段）的 L_1 电压被（$1-D$）$\times T$ 期间（即 MOSFET 的关断时间段）的 L_1 电压完全补偿：

$$D \times T \times V_{IN} = (1-D) \times T \times (V_{OUT} + V_D + V_{CP} - V_{IN})$$

式中，V_D 是 D_1 流过电流（$I_{L_1} + I_{L_2}$）时的正向压降，V_{C_p} 等于 V_{IN}。简化后得

$$D \times T \times V_{IN} = (1-D) \times T \times (V_{OUT} + V_D)$$

变换后得

$$\frac{(V_{OUT} + V_D)}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D} = A_i$$

A_i 称为放大倍数，其中下标 i 表示寄生电阻等于零的理想情况。与 V_{OUT} 相比 V_D 可以忽略（第一个近似），可以看出 V_{OUT} 与 V_{IN} 的比可以大于或小于 1，这取决于 D 的值（当 $D = 0.5$ 时等于 1）。

考虑电路中寄生电阻后，更精确的 A_a（实际放大倍数）表达式为

$$A_a = \frac{V_{OUT} + V_D + I_{OUT} \times (A_i \times R_{C_p} \times R_{L_2})}{V_{IN} - A_i \times I_{OUT} \times (R_{L_1} + R_{sw}) - R_{sw} \times I_{OUT}}$$

这个公式可以计算 V_{in} 放大倍数的最小值、典型值和最大值（$A_{a,min}$、$A_{a,type}$ 和 $A_{a,max}$）。这个公式是递归的（$A_{a,xxx}$ 同时出现在结果和表达式中），但是通过一些迭代计算可以得到答案。表达式忽略了 Q_1 的开关损耗和 D_1 的反向恢复电流。这些损耗通常是可忽略的，尤其当 Q_1 是快速 MOSFET 时，它的漏极电压漂移（$V_{in}+V_{out}+V_d$）保持在 30V 以下。

在一些情况下，我们也要计算 D_1 反向恢复电流造成的损耗，以及由于储存的磁能剧烈变化引起的磁心损耗。可以推算出对应的 D 值：

$$D = A_a / (1 + A_a)$$

或者写成更一般的形式

$D_{xxx} = A_{a,xxx} / (1 + A_{a,xxx})$，其中 xxx 表示 min、typ 或 max。

流经 C_p 的直流电流是 0，所以平均输出电流仅由 L_2 提供：

$$I_{OUT} = I_{L_2}$$

因为 L_2 的平均电流始终等于 I_{out}，与 V_{IN} 的变化无关，所以 L_2 的功率损耗减少了。

为了计算流入 L_1 的电流（I_{L_1}），可以利用这一事实，即没有直流电流可以流过 C_p。因此，在 $D\times T$ 时间内库仑电荷的流动与（$1-D$）$\times T$ 时间内的反向库仑电荷流动是完全平衡的。当开关闭合（在 DT 时间内）时开关节点的电位固定在0V。因为电容 C_p 已经被充电至 V_{in}，D_1 的阳极电位为 $-V_{IN}$，使得 D_1 反偏。这样，流经 C_p 的电流为 I_{L_2}。当开关在（$1-D$）$\times T$ 期间关断时，电流 I_{L_2} 流过 D_1，而 I_{L_1} 流过 C_p：

$$D\times T\times I_{L_2}=(1-D)\times T\times I_{L_1}$$

已知 $I_{L_2}=I_{OUT}$，则

$$I_{L_1}=A_{a,xxx}\times I_{OUT}$$

输入功率等于输出功率除以效率，因此 I_{L_1} 和 V_{IN} 的关系非常密切。假设输出功率给定，如果 V_{IN} 减小则 I_{L_1} 增加。已知 I_{L_2}（I_{OUT}）在 $D\times T$ 期间流入 C_p，因此应依据使纹波 ΔV_{cp} 占 V_{cp} 比例很小（r=1%~5%）的原则选取 C_p。最差的情况发生在 V_{in} 最小时。

$$C_p>\frac{I_{OUT}\times D_{min}\times T}{gamma\times V_{IN,MIN}}$$

采用更高开关频率，C_p 可以选用小的多层陶瓷电容。然而，要确保 C_p 能承受由它内部等效串联电阻（R_{c_p}）产生的功率损耗：

$$P_{c_p}=A_{a,min}\times R_{c_p}\times I_{OUT}^2$$

为了限制最大电流，MOSFET 开关管的漏源电阻与电流检测电阻相串联，用 R_{sw} 表示。它的损耗为：

$$P_{sw}=A_{a,min}\times(1+A_{a,min})\times R_{sw}\times I_{OUT}^2$$

由电感 L_1 和 L_2 内阻引起的损耗 P_{RL_1} 和 P_{RL_2} 较容易求得：

$$P_{RL_1}=A_{a,min}^2\times R_{L_1}\times I_{OUT}^2$$
$$P_{RL_2}=R_{L_2}\times I_{OUT}^2$$

下面计算由 D_1 产生的损耗，平均功率损耗是由输出电流和 D_1 的正向压降产生的：

$$P_{D_1}=V_D\times I_{OUT}$$

选取的 L_1 应使总电流纹波（ΔI_{L_1}）只是 I_{L_1} 的一小部分（β=20%~50%）。β最大值出现在 V_{IN} 最大时，因为 ΔI_{L_1} 在 I_{L_1} 为最小时最大。假设β=0.5：

$$L_{1_min}=\frac{2\times T\times(1-D_{max})\times V_{IN,MAX}}{I_{OUT}}$$

选择最接近计算值的标准值，确保它的饱和电流满足下面的条件：

$$I_{L_1_SAT}\gg I_{L_1}+0.5\Delta I_{L_1}=\frac{A_{a,min}\times I_{OUT}+0.5T\times D_{min}\times V_{IN,MIN}}{L_1}$$

L_2 的计算和 L_1 相似：

$$L_{2_\min} = \frac{2T \times D_{\max} \times V_{\mathrm{IN,MAX}}}{I_{\mathrm{OUT}}}$$

$$I_{\mathrm{L_2_SAT}} >> I_{\mathrm{L_2}} + 0.5\Delta I_{\mathrm{L_2}} = \frac{I_{\mathrm{OUT}} + 0.5T \times D_{\max} \times V_{\mathrm{IN,MAX}}}{L_2}$$

如果 L_1 和 L_2 绕在同一个磁心上，必须选择两个电感计算值中较大的。使用一个磁心，两个绕组应该是双股的（在绕在磁心之前相互扭曲在一起），因此将有相同的匝数和相同的电感值。否则，这两个绕组两端的电压将不同，存在这个电压差时，C_p 将充当短路电路。如果绕组的电压相同，它们产生相等的附加电流梯度。换言之，在两个绕组中将有相同大小的互感。因此，在两个相互绝缘的绕组间测得的电感值（另一个绕组开路）应该等于 L_1 和 L_2 计算值的一半。

因为在两个绕组之间不存在大的电位差，可以用同样的方法来绕制它们，以节约成本。如果绕组的横截面积是相等的，那么因为它们的电流（$I_{\mathrm{L_1}}$ 和 $I_{\mathrm{L_2}}$）不同，电阻损耗也不同。然而，当损耗在两个绕组间分布相等时总损耗最小，因此根据绕组承担的电流来确定它的横截面积这一点很有用。尤其当为了抵消集肤效应而用绝缘金属线（绞合线）绕制绕组时，这更容易。最后，选择磁心的尺寸，使其能够在预期的最高磁心温度时容纳大于（$I_{\mathrm{L_1}}+I_{\mathrm{L_2}}+\Delta I_{\mathrm{L_1}}$）的饱和电流。

输出电容（C_{OUT}）的目的是，使 D_1 在 T_{OFF} 内产生的电流脉冲变得均匀。此电容必须能够承受高等级的重复浪涌电流，故其 ESR 和自感都应较小。幸运的是，陶瓷和塑料薄膜电容都满足这些要求。C_{OUT} 的最小值取决于可接受的纹波水平（ΔV_{OUT}）：

$$C_{\mathrm{OUT}} \geqslant \frac{A_{\mathrm{s,min}} \times I_{\mathrm{OUT}} \times D_{\min} \times T}{\Delta V_{\mathrm{OUT}}}$$

输出电容的实际值可能远大于用上式算出的值，尤其当负载电流为高能量的脉冲波时。由于 SEPIC 拓扑本身的滤波特性，输入电容可以很小。通常，C_{IN} 可以是 C_{OUT} 值的 1/10：

$$C_{\mathrm{IN}} = C_{\mathrm{OUT}}/10$$

总效率 η 可以从 V_{IN} 和 A_s 预测出。因为它没有计及开关暂态损耗或铁损，实际的效率可能会更低，因此这个结果可能是误导：

$$\eta = V_{\mathrm{OUT}} / A_s V_{\mathrm{IN}}$$

最后，开关管 SW 和二极管 D_1 的额定值为击穿电压，且选取 15%的裕量：

$$V_{\mathrm{DS}}(\text{开关管}) > 1.15(V_{\mathrm{OUT}} + V_{\mathrm{D}} + V_{\mathrm{IN}})$$
$$V_{\mathrm{R}}(\text{二极管}) > 1.15(V_{\mathrm{OUT}} + V_{\mathrm{IN}})$$

实例

设 V_{IN}=50~150V，V_{OUT}= 15V，最大电流 1A。开关频率设为 200kHz，即 T=5μs。由于 $V_{\mathrm{OUT}}/V_{\mathrm{IN}}=D/(1-D)$，所以 $D_{\max}$=0.231，$D_{\min}$=0.091。

$$L_{1_\min} = 2T(1-D_{\max})V_{\mathrm{IN,MAX}} / I_{\mathrm{OUT}}$$
$$L_{1_\min} = 10^{-5} \times 0.769 \times 150/1 = 1.15\mathrm{mH}, \text{选取 } L_1 = 1.5\mathrm{mH}$$

$$L_{2_min} = 2TD_{max}V_{IN,MAX} / I_{OUT}$$

$$L_{2_min} = 10^{-5} \times 0.231 \times 150 / 1 = 0.347\text{mH}，选取 L_2 = 0.47\text{mH}$$

$$C_p > I_{OUT} \times D_{min}T / (\text{gamma} \times V_{IN,MIN})$$

$$C_p > 1 \times 0.091 \times 2 \times 10^{-5} / (0.05 \times 50) = 728\text{nF}, 选取 C_p = 1\mu\text{F}$$

由于 $D_{xxx}=A_{a,xxx}/(1+A_{a,xxx})$，其中 xxx 可以是 min、typ 或者 max。所以 $A_{a,min}$ 发生在 D_{min}=0.091 时，此时 $A_{a,min}$=0.1。

$$C_{OUT} \geqslant A_{a,min} \times I_{OUT} \times D_{min} \times T / \Delta V_{OUT}$$

$$C_{OUT} > 0.1 \times 1 \times 0.091 \times 2 \times 10^{-5} / 0.1$$

$$C_{OUT} >> 1.82\mu\text{F}，选取 C_{OUT} = 100\mu\text{F}$$

$$C_{IN} > C_{OUT} / 10，选取 C_{IN} = 10\mu\text{F}$$

至此，已经算出了基本元件的参数。现在留给设计人员的任务是选择合适的（且买得到的）元件。

7.3 降-升压拓扑

与库克和 SEPIC 这样的降-升压电路不同，降-升压只用了一个电感。它是一个反激电路，将在第 9 章中介绍。

7.4 升-降压电路的常见错误

升-降压电路的两个电感都工作于连续导电模式。因此电感值要选得比计算值大，考虑到误差和饱和效应（电感值在电流增加时下降）。计算的结果再加 20%，然后选择比此值高的最接近的标准电感值。

给定的电感电流额定值是在特定磁心温度下的，一般为 40℃。因此，如果温度上升，就要选择较高额定电流的电感。

7.5 小结

当 LED 负载电压高于或低于电源电压时，升-降压是一个理想的拓扑。它也可以用在电源电压和 LED 负载电压相差不大于 20%（最差情况）时。因此如果 LED 电压（最大）是 20V，电源电压（最小）是 23V，相差 3V，3/20=0.15 或 15%，应该使用库克或 SEPIC 变换器。如果电源电压比负载电压大 20%以上，使用库克拓扑。如果电源电压比负载电压小 20%以下，使用升压拓扑。和降压或升压拓扑相比，升-降压拓扑的效率要低一些。

第 8 章　带功率因数校正的 LED 驱动器

8.1　功率因数校正

功率因数校正（英文缩写为 PFC）是用在交流电网中的一个术语。理想的功率因数校正是使交流电压和电流同相位，纯电阻负载的功率因数是 1，而有源负载的功率因数接近 0.5，要想校正这个功率因数就必须采取一定的措施。

最常见的功率因数校正电路是升压变换器。交流电网电压经升压变换器升至约 400V，流入储能电容的电流脉冲也被整形为正弦。这是通过在很短的恒定周期内，导通或断开电流而实现的：电流的幅值随着电源电压的变化而变化。图 8-1 所示为一个典型的功率因数校正电路。

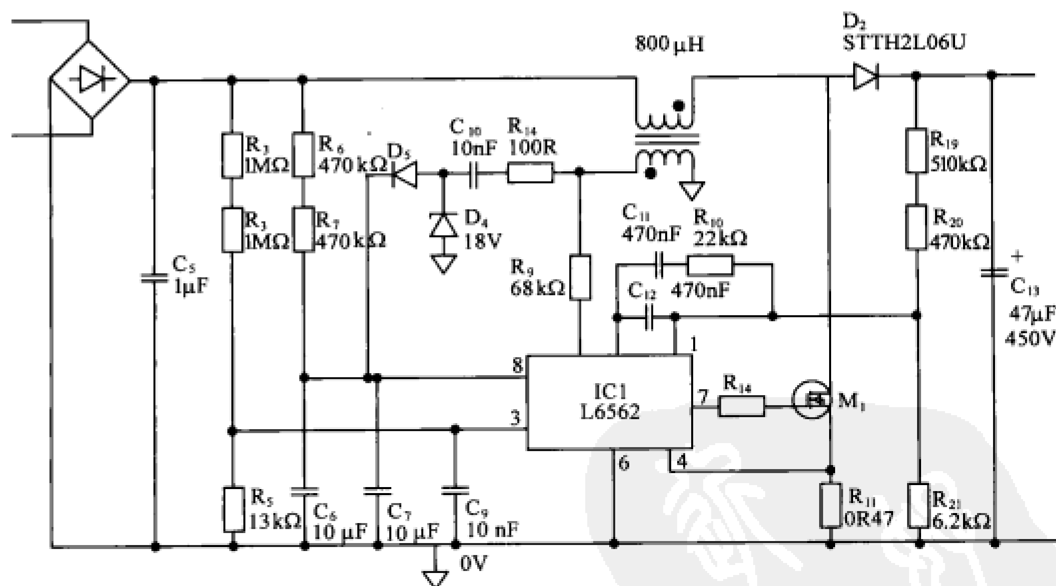


图 8-1　PFC 电路

另一个简单的方法是使用反激变换器。通常在电流达到一定大小时要关闭初级电流，但是这又会使平均电流恒定。要获得理想的功率因数，初级电流要持续开关，且每次导通的时间相同，这样电流才会跟随电压同相变化。次级电流会以 2 倍于交流电压的频率变化，故为了消除输出电压的纹波，应该用容值较大的电容。

由带功率因数校正的电源来驱动 LED 时，因为驱动电压很高（约 400V 左右），通常需要一个基本的降压变换器。也可以用其他变换器代替降压变换器，例如 Bi-Bred 或 BBB（Buck-Boost-Buck，降压–升压–降压）变换器。

8.2 Bi-Bred 电路

Bi-Bred 电路和上一章的库克电路很相似，如图 8-2 所示。

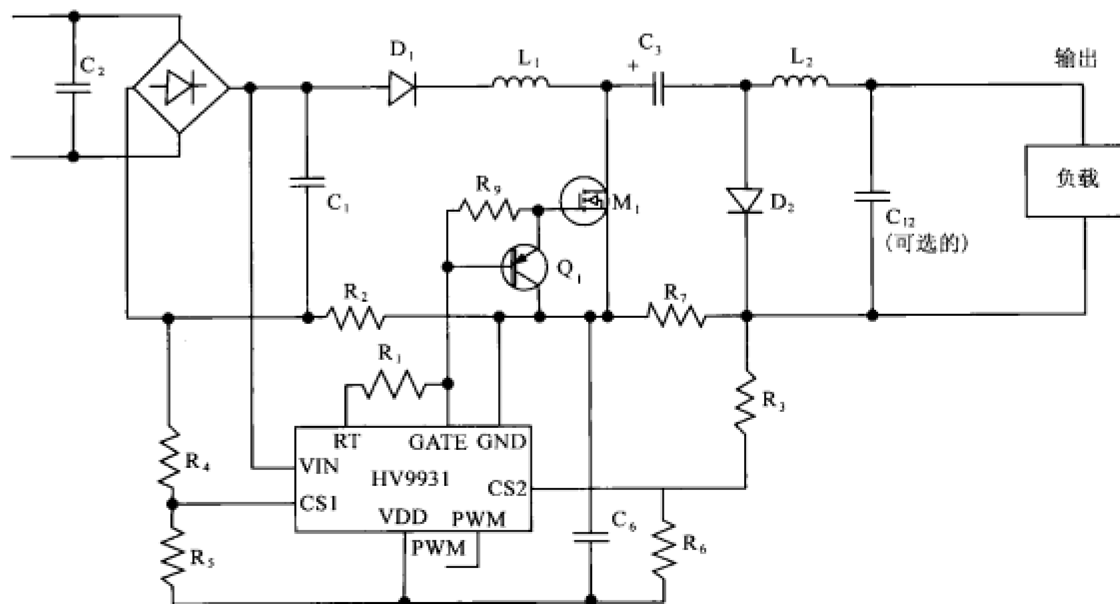


图 8-2 Bi-Bred 电路

库克和 Bi-Bred 电路的主要区别是，在 Bi-Bred 电路里，输入电感工作在断续导电模式，输出电感工作在连续导电模式，电感储存的能量与电感值大小成正比。这就是说，在设计中输入电感 L_1 所储存的能量要足够小以保证在每个周期结束之前结束导电。输出电感 L_2 要能储存足够多的能量（足够大的电感值）以保证在每个开关周期结束时，电流仅降落到额定电流的 85%。

上电时，MOSFET M_1 为关断状态，等待时钟信号的第一个周期触发栅极，这时储能电容 C_3 通过电源、D_1 和 L_1 进行放电，当 MOSFET M_1 导通时，充电电流会降到 0，电压不会上升很快。M_1 导通时，L_1 的电流不断上升，直到 R_2 上的压降足以触发 HV9931 的内部比较器，使 M_1 关断。由于 L_1 的电流不能突变，使得 C_3 充电至较高电压，所以输入电路相当于一个升压变换器。

C_3 的能量能够在 M_1 下一次导通时驱动 LED 负载。L_2 和负载的电流会一直上升，直到 R_7 上的压降足以触发内部比较器使 M_1 再次关断。L_2 的电流转移到 D_2 保证 LED 负载有电流流过。要注意的是，因为在 MOSFET 再次导通以前并不需要知道电流的大小，所以电流检测电阻并不在这条回路上，这也最大限度地减少了功率损耗。

Bi-Bred 电路的输出级是一个降压电路。能量来自于储能电容 C_3，此电容足够大，能提供持续一个交流周期的供电电压。有恒定的电容电压提供给降压电路，意味着在驱动 LED 负载时占空比恒定。用恒定的占空比驱动 Bi-Bred 电路时会产生变化的正弦交流输入电流。因此，使用大电容 C_3 有利于产生理想的功率因数。

占空比由下式计算 $V_O/V_I=D/(1-D)$，或者写成 $D=V_O/(V_I+V_O)$。如果 V_{in}=350V，V_O=3.5V，则 D=3.5/（350+3.5）=3.5/353.5=0.99%。这要求降压电路的占空比接近 1%，这会使变换器不能正常开关，也意味着 Bi-Bred 电路并不适合用来驱动短 LED 串。

8.3 BBB 电路

BBB（Buck-Boost-Buck，降压—升压—降压）电路是 Supertex 公司的专利，如图 8-3 所示。它与 Bi-Bred 电路很相似，所不同的是它多了两个二极管 D_1 和 D_2。和 Bi-Bred 电路一样，输入电感工作在断续导电模式，输出电感工作在连续导电模式，每个电感储存的能量与电感值大小成正比。这就是说，在设计中输入电感 L_1 所储存的能量要足够小，以保证在每个周期结束之前结束导电。这就意味着输入电感应相对较小，输出电感 L_2 要能储存足够多的能量（足够大的电感值）以保证在每个开关周期结束时，电流仅降落到额定电流的 85%。

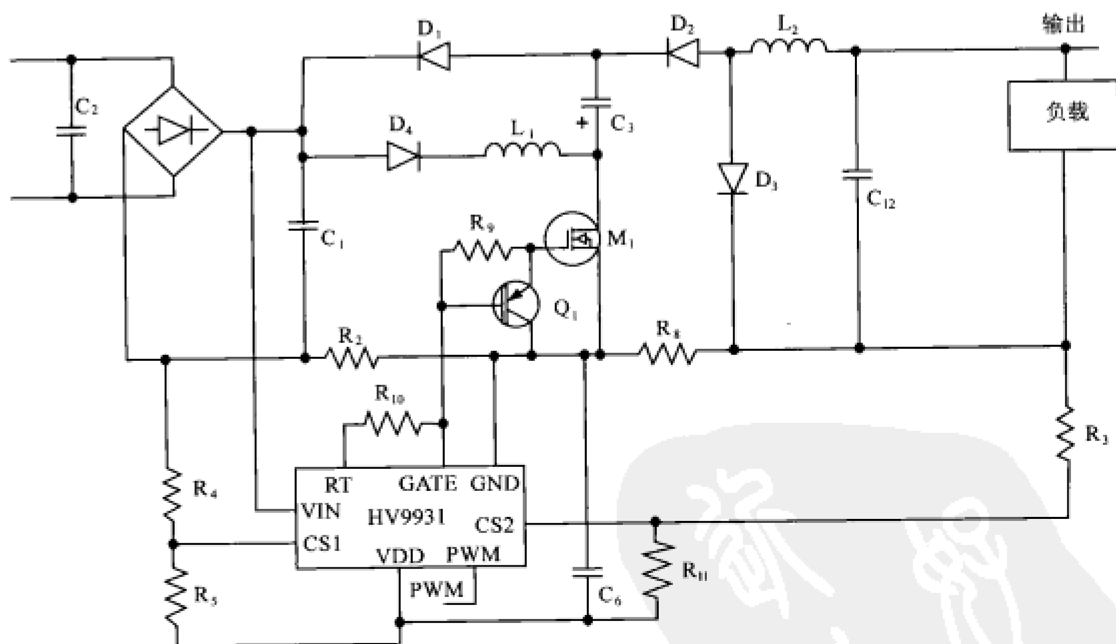


图 8-3　BBB 电路

上电时，MOSFET M_1 为关断状态，等待时钟信号的第一个周期触发栅极，这时，储能电容 C_3 没有充电。M_1 导通时，L_1 的电流不断上升，直到 R_2 上的压降足以触发 HV9931 的内部比较器，使 M_1 关断。由于 L_1 的电流不能突变，只能对 C_3 充电，使其升高到较高电压，这时输入电路工作在续流模式。电容电压的大小介于输入电压和输出电压之间。

C_3 的储能使 M_1 下一次导通时有电流流过 D_2、L_2 和 LED 负载。L_2 和负载的电流持续上升，直至电阻 R_8 的压降足以触发第二个内部比较器，重新关断 M_1。L_2 的电流流过 D_2 以维持 LED 负载的电流。要注意的是，与 Bi-Bred 电路一样，电流检测电阻并不在这条回路上，因为在 MOSFET 再次导通以前并不需要知道电流的大小，这也最大限度地减少了功率损耗。

BBB 电路的输出端为一个降压电路。能量来自于储能电容 C_3，此电容足够大，能提供持续一个交流周期的供电电压。有恒定的电容电压提供给降压电路，意味着在驱动 LED 负载时占空比恒定。用恒定的占空比驱动 Bi-Bred 电路时会产生正弦交流输入电流。因此，使用大电容 C_3 有利于产生理想的功率因数。

在实际应用中，尤其在使用塑料膜电容时，C_3 的大小有一定的限制，使 C_3 上存在纹波电压，其频率为交流电源电压的两倍（如交流电源电压频率为 50Hz，纹波频率为 100Hz）。这些纹波使输入电流含有二次谐波，从而降低了功率因数。可以附加简单的电路来减少二次谐波。MOSFET 的关断时间由纹波电压调节，这就像用一个负反馈来减小二次谐波，附加电路如图 8-4 所示。

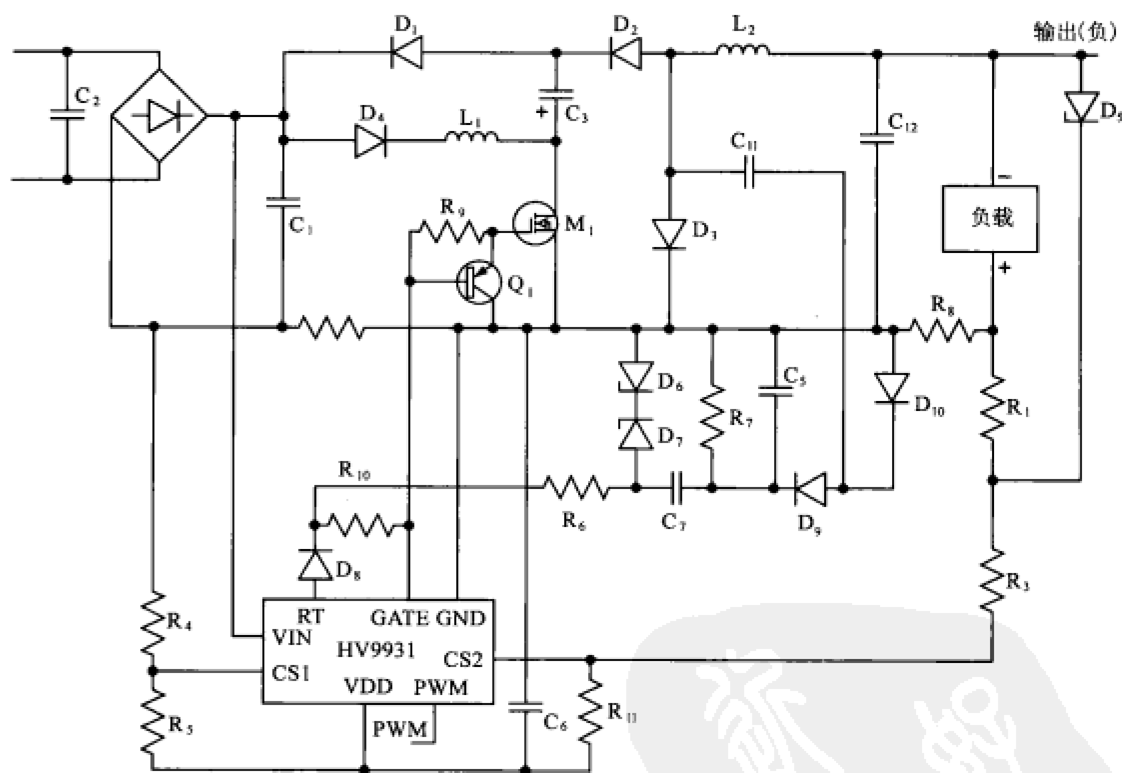


图 8-4 带谐波抑制的 BBB 电路

当 M_1 导通时，C_3 上的电压加在 C_{11} 上，从而给 C_5 充电。在每两个开关周期之间，R_7 使 C_5 放电，C_3 上的纹波电压会改变 C_5 上的平均电压。电容 C_7 像是一个隔直电路，只允许 C_5 上的交流电压通过，而不允许任何直流电压通过。随着 C_5 电压的变化，R_6 的电流也随之变化，从而改变了关断时间。

BBB 变换器的占空比为 $\dfrac{V_O}{V_I}=\dfrac{D^2}{1-D}$，或者写成 $D=\dfrac{-V_O\pm\sqrt{V_O^2+4V_I\times V_O}}{2V_I}$。如果 V_{in}=350V，V_O=3.5V，$D=\dfrac{-3.5\pm 70}{700}=\dfrac{66.5}{700}=9.5\%$，则与 Bi-Bred 电路或者降压电路带低压负载时相比，占空比要大得多。因此 BBB 变换器更适合用来驱动短 LED 串。

8.4 PFC 电路的常见错误

最常见的错误就是 L_1 选用了标准电感。电感是以它们的磁饱和等级及发热程度来分级的。可以规定电感的平均电流 $I_{(av)}$=500mA，饱和电流 $I_{(sat)}$=400mA。比如,这个电感流过 500mA 电流时伴随着 40℃左右的温升，再比如电感减少 10%以后，就可以承受 400mA 的电流。如果这个电感用在 PFC 电路中，其尖峰电流为 400mA，它就会过热。这时，就要用饱和电流更高的电感，以保证其在工作时温升较低。

电感生产商通常并不会给出磁化损失。磁饱和等级与材料有关，铁氧体的最大磁通密度大约为 200mT，其他材质的磁体的磁通密度会更高一些。所以，在铁氧体上绕制电感时，生产商就会在此磁通密度基础上进行设计。在考虑磁化损失时，磁通密度 50mT 的铁氧体磁心电感是一个不错的选择。

8.5 小结

本章并未给出 PFC 电路的具体设计过程，旨在向读者提供一些其他的选择，并指出其局限性。例如，驱动单个 LED 需要 BBB 电路，但是对于长 LED 串，可以用 Bi-Bred 电路或者 PFC 电路加后级的降压电路进行驱动。

ST Microelectronics 和 Supertex 公司的应用手册中有关于 PFC、Bi-Bred 以及 BBB 电路的详细内容。新的解决方案正不断地补充进去，有兴趣的读者可以参阅这些应用手册来掌握最新的设计方法。



第 9 章　反激变换器

常规反激变换器使用的电感至少有两个绕组（实际上是一个变压器）。考虑两个绕组的情况：一个是初级绕组，一端接输入电源，另一端通过开关接地，另一个是次级绕组，与负载连接。电路是这样设计的：在开关导通时，磁场能量存储在电感中，此时初级绕组中电流增大。当开关关断时，磁场能量通过从次级绕组输出电流而释放出来。如图 9-1 所示。

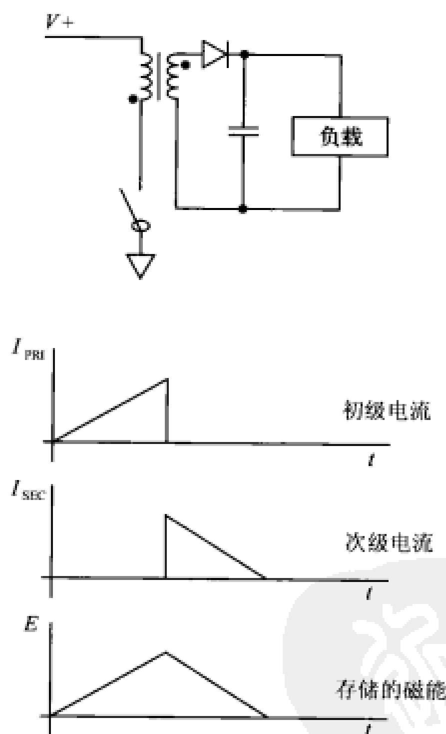


图 9-1　反激变换器工作原理

这种能量的释放称为“反激”，这是因为在早期的阴极射线管电视机中，采用一个变压器绕组来使电子束回到屏幕的起始点，电子束必须在完成一次对屏幕的扫描后“快速返回”，以免下一行数据无法显示。

反激电源的设计相对较容易，而且更适用于恒压输出的场合，这是因为能量以脉冲形式存储在大储能电容中，我们可以通过简单的反馈来控制电容上的平均电压。

驱动隔离 LED 负载是可行的，只要次级绕组与主绕组是隔离的。一些常规应用中，可以通过主绕组简单的电流控制来控制次级绕组的电流。如果需要精确控制输出电流，必须采用光耦来保持初级与次级之间的隔离。

某些反激变换器采用单绕组电感，比如降–升压变换器，它可代替第 7 章讲到的如库克和 SEPIC 形式的升–降压变换器。显然，这种变换器用不着隔离。

9.1 双绕组反激变换器

图 9-2 所示的是用典型反激变换器驱动 LED 的原理图。图中变压器绕组旁的圆点代表绕组的同名端。在此情况下，同名端接至 MOSFET 的漏极，它在接地和开路之间交替变换。漏极电压，即绕组同名端的电压随开关状态变化。相应的外层（非同名端）处于恒定的高电压值状态，用来掩蔽内层，以减小辐射 EMI。

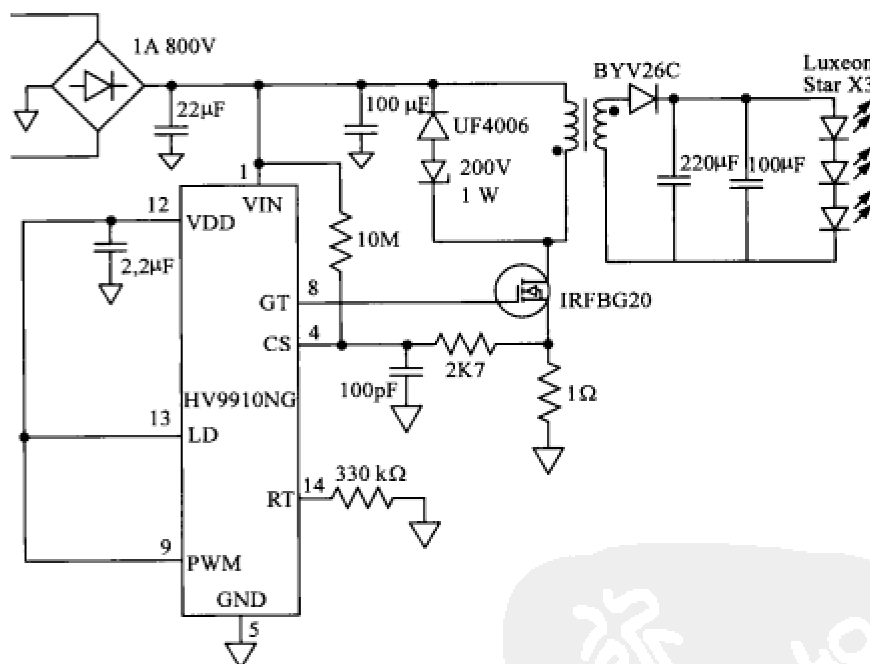


图 9-2 用于 LED 驱动的反激电路

次级绕组的同名端连接到输出二极管，阻止 MOSFET 导通时次级回路导电。次级绕组的非同名端接地，以屏蔽次级绕组，降低 EMI 辐射。能量在 MOSFET 导通时储存，MOSFET 关断时，电流流过输出二极管，能量释放至负载。

计算变压器的参数在设计中非常重要，如电感值和匝比。为了完成初、次级绕组间的能量传递，两边的伏秒数必须相等：

$$\frac{V_{PRI} \times T_{ON}}{N_{PRI}} = \frac{V_{SEC} \times T_{OFF}}{N_{SEC}}$$

反激变换器设计实例

将三只功率 LED 串联，制成一个 3W 的隔离灯。假设原边电压为 48V，导通时间为 5μs，初、次级绕组的匝比为 1∶0.1，假设驱动一个 10V 的 LED 负载，则关断时间是 240/100μs(2.4μs)，因此开关周期必须大于 12.4μs 以使变压器磁心中磁场能量复位。开关频率小于 65kHz 满足要求，为留有一定的裕量，取开关频率为 60kHz。

开关频率为 60kHz，即开关周期为 16.667μs。如果平均输出电流是 350mA，则在 2.4μs 中平均为 2.43A。由于变压器绕组电流线性衰减，次级绕组的峰值电流为其两倍，即 4.68A。次级绕组电感为 $E=-L\times\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$。

$$L=E\times\frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}i}=10\times\frac{2.4\times10^{-6}}{4.86}=4.94\mu\mathrm{H}$$

由于初级绕组的匝数是次级绕组的 10 倍，初级绕组电感将是次级绕组的 100 倍（为匝比 N 的平方），即初级绕组电感为 494μH。

大多数电流模式的电源控制在初级绕组电流达到某个峰值时关断 MOSFET。由于次级峰值电流为 4.86A 且匝比为 10∶1，则初级峰值电流为 486mA。[检验 $E=-L\times\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$，故 $E=494\times10^{-6}\times0.486/(5\times10^{-6})=48\mathrm{V}$。]

这个设计存在的问题是，LED 电流随电压的变化而变化，因为它是基于某一输出电压设计的。事实上，假设输入电压恒定，则输出功率恒定，在不是很严格的设计中，这种假定没有问题。但是如果输入电压不恒定会如何呢？

提高输入电压意味着电流将在更短的时间达到上限值，这意味着占空比将降低以保证初级绕组的伏秒数不变。而在实际中，电流检测比较器的固有延时将导致输入电流相对于参考值有过冲，这个过冲随输入电压的增大而增大，这是因为延时是固定的而电流的上升率随输入电压的增大而增大。可以采用在供电端和电流采样引脚串一个电阻的方法补偿此过冲。此电阻注入一个直流偏置，它随电源电压增大而增大，因此当电源电压上升时能更早地触发比较器。

上例中的 1∶0.1 的匝比和 10V 的输出使得在次级导电时初级绕组上叠加一个 100V 的反向电压。这个反向电压加上电源电压对 MOSFET 的耐压要求较高，因此，在此电路由 48V 供电时，MOSFET 耐压必须大于 200V。

此设计示例未考虑效率。实际上反激变换器的效率大约为 90%，所以考虑效率时输入电流必须增大 10%。

如果设计一个恒压电路，则初级峰值电流必须比本例中取得更大。这个裕度允许了输入电压的变动。必要时采用输出反馈来控制开关，以降低初级的功率。

9.2 三绕组反激变换器

一些反激电源使用第三个绕组，称为引导绕组或辅助绕组，如图 9-3 所示。这用在电路工作时，给控制芯片供电。辅助绕组和次级绕组同名端相同，且电压由辅助绕组和次级绕组之比决定。在此例中次级输出为 10V，辅助绕组的匝数取得与次级绕组的相同，故控制芯片的供电电压（大约）为 10V。

图 9-3 使用三绕组变压器的反激电路

在启动时，自举绕组不供电，故需要一个启动调压电路，如 Supertex 公司的 LR645 和 LR8，它们能够由 450V 的高电压提供低电压、低电流的输出。一旦自举绕组供电，启动调压器随即关闭。图 9-3 中所示的 HV9120 芯片内部集成了启动调压器。

反激变换器设计原则

这一小节将给出基于最大允许占空比的匝比设计（实例 1）和基于 MOSFET 最大工作电压（实例 2）的匝比优化设计方法。实例 1 是基于最大占空比（输入电压最小时）的设计，它允许输入电压范围最大。实例 2 中，基于 MOSFET 最高工作电压的设计方法提供了一种较低成本的解决方案。另外，还考虑了在现有已知匝比的变压器基础上的反激变换器设计方法。

反激变换器的传递函数是

$$\frac{V_O}{V_I}=\frac{D}{(1-D)}\times N$$

经变换可得出占空比的表达式

$$V_O \times (1-D) = V_I \times D \times N$$

$$V_O = V_I \times D \times N + V_O \times D = D \times (V_I \times N + V_O)$$

$$D = \frac{V_O}{(V_I \times N) + V_O}$$

实例1：基于最大占空比的匝比设计

给定最小输入电压 V_{I_MIN}、输出电压 V_O 和最大占空比 D_{MAX}，则匝比 N 为

$$N = \frac{V_O \times (1 - D_{MAX})}{V_{I_MIN} \times D_{MAX}}$$

对于最大占空比为49%的PWM控制器，D_{MAX} 通常取45%。最大占空比 D_{MAX}<50%的系统是固有稳定的，无需复杂的补偿方法。

以刚才的例子为例，输入电压为48V（或者说，最小为46V的输入），输出为10V（再加上输出二极管的0.6V管压降），并且占空比取45%，得

$$N = \frac{10.6 \times (0.55)}{46 \times 0.45} = 0.282$$

这是 N 的最小值。可以使用匝比为 1：0.33（3：1）的变压器，这样绕制起来更简单，则最大占空比为

$$D = \frac{V_O}{(V_I \times N) + V_O} = \frac{10.6}{(15.33 + 10.6)} = 0.41(41\%)$$

实例2：基于最大开关电压的匝比设计

次级绕组的输出电压会感应至初级绕组，且被放大 N 倍。如本章开头所述，当变压器匝比为 1：0.1 时，次级输出电压为10V，则其初级会感应到100V的电压。考虑到电源电压只有48V，所以只能选耐压200V的MOSFET作为初级的开关器件，这样做的目的是降低对MOSFET工作电压的要求。

由于感应到初级的电压通常含有尖峰脉冲，所以常采用吸收电路来减小初级绕组两端的尖峰。MOSFET漏极电容、电路中的寄生电容和变压器初级侧的寄生电感间的谐振引起了此尖峰脉冲。变压器的寄生电感之所以又称为“漏感”，是因为它是初级绕组没有耦合到次级的部分，即磁场发生了“泄露”。在吸收电路里常采用稳压二极管。稳压二极管两端的电压会比次级绕组（输出端）感应到初级绕组的电压高，否则开关损耗会非常大。

$$V_O = N \times (V_{SW} - V_Z - V_{IN_MAX})$$

在计算次级绕组两端电压时，输出二极管 V_F（正向管压降）必须加至输出电压上。

$$N = \frac{V_O + V_F}{(V_{SW} - V_Z - V_{IN_MAX})}$$

考虑安全裕量，（$V_{SW} - V_Z - V_{IN_MAX}$）≥10V。

在前例中，输入电压为 48V，应采用一个耐压 100V 的开关管和一个 33V 的稳压二极管。输出为 10V，考虑到 V_F，次级绕组两端电压应为 10.6V：

$$N=\frac{10+0.6}{(100-33-48)}=\frac{10.6}{19}=0.558$$

这里选用了匝比为 1：0.5 的变压器（N=0.5）。从次级绕组感应到初级的电压是 21.2V，比稳压二极管的击穿电压小 11.8V，这是使功耗最小的一个合理的裕量。MOSFET 漏极的峰值电压将被钳位至 48V+33V=81V。

匝比为 1：0.5、最小输入电压为 46V 时最大占空比为

$$D=\frac{V_O}{(V_I\times N)+V_O}=\frac{10.6}{23+10.6}=0.315(31.5\%)$$

计算电感值

至此已经得到了匝比（由上述任意两种方法）和最大占空比，就可以求出电感和流经开关管的电流。以实例 1 为例，设最大占空比为 41% 。

$$P_{IN}=\frac{P_{OUT}}{\eta}$$

输出功率为 10V × 0.35A=3.5W，效率估计为 85%，则输入功率为 4.12W，则输入电压最小时，输入电流为

$$I_{AV}=\frac{P_{IN}}{V_{IN}}=\frac{4.12}{46}=0.09\text{A}$$

$$I_{PK}=\frac{2I_{AV}}{D_{MAX}}$$

当 V_{IN} 为 46V 且占空比为 41%时，

$$I_{PK}=\frac{2\times 0.09}{0.41}=0.439\text{A}$$

若开关频率为 60kHz，周期为 16.667μs，D 取 41%时，开关管导通时间为 6.835μs。要求初级电流在 6.835μs 内上升到 439mA。

$$L_{PRI}=\frac{V_{IN}\times \mathrm{d}t}{\mathrm{d}I}=\frac{46\times 6.835\times 10^{-6}}{0.439}=716\mu\text{H}$$

次级绕组匝数为初级的 1/3，所以次级电感为初级的 1/9，即 79.55μH。

变压器其他的设计参数还包括尺寸和铁氧体磁心的 A_L 系数。在反激变换器中，为了防止磁心饱和，必须在两块磁心间留有气隙。随着气隙的增加，A_L 系数下降。磁通密度（B）取决于磁心的横截面积（A_C），单位为 m^2。此例中我们假设使用 Ferroxcube 公司的 E20 磁心。对于 E20/10/6 磁心来说，磁心面积为 $32mm^2$，所以 $A_C=32\times 10^{-6}m^2$。基于以上参数并取最大磁通密度为 B=200mT，可以算得匝数：

$$N=\frac{L_{PRI}\times I_{PK}}{A_C\times B_{MAX}}(\text{匝})$$

$$N_1=\frac{716\times10^{-6}\times0.439}{32\times10^{-6}\times0.2}=49$$

$$A_L=\frac{L_{PRI}}{N_1^2}=\frac{716\times10^{-6}}{2410}=298\text{nH}$$

参照磁心生产商的规格表，并选择一个 A_L 比上式计算结果更小（气隙更大）的磁心。一个适合的磁心（3C90 材料，160μm 气隙）的 A_L 为 250nH。可以算得匝数：

$$N=\sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

此处 L 以 nH 为单位，故 716μH=716 000nH。取 N_{PRI}=54，因为次级绕组匝数是初级绕组的 1/3，易知 N_{SEC}=18。

9.3 单绕组反激变换器

降–升压（单绕组反激）变换器初、次级共用一个电感线圈，如图 9-4 所示。

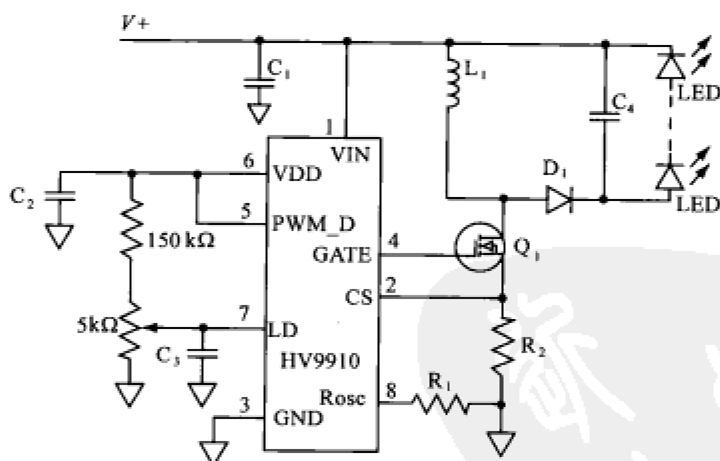


图 9-4 降–升压变换器

MOSFET 迫使电流从电感中流过，电感一端接 MOSFET，另一端接电源，电感电流几乎随时间线性上升。当达到某一预先设定的值时，MOSFET 关断，迫使电流流过二极管 D_1 为输出电容充电，并且驱动负载。电感电流下降到零，并把储存在磁心中的能量释放出来。同双绕组反激变换器一样，可以由充电周期伏秒数与放电周期伏秒数相等的原则设计单绕组反激变换器的参数。

降–升压变换器（连续导电模式）的占空比由下式给出：

$$\frac{V_O}{V_I}=\frac{D}{1-D}$$

$$V_O \times (1-D) = V_I \times D$$
$$V_O = V_I \times D + V_O \times D = D \times (V_I + V_O)$$
$$D = \frac{V_O}{V_I + V_O}$$

因此，如果 V_{in}=24V，V_{out}=30V，则 D=30/54=0.555。

因为连续导电模式难以稳定，实际中采用的是断续导电模式。这就是说，每个周期结束时，电感电流降为零。因此，假定输出为 350mA 且开关频率为 100kHz，周期为 10μs，则导通时间为 5.55μs 且关断时间为 4.45μs。在关断期间，电感电流从峰值线性降为零。平均输出 350mA 时，则关断期间的平均电流为 350/0.445mA=786.5mA，因此峰值电流为其两倍，即为 1.573A，这意味着在导通期间，电流必须从零上升到 1.573A。

电源电压为 24V，则采用相似的等式：

$$E = -L \times \frac{di}{dt}$$

$$L = E \times \frac{dt}{di} = 24 \times \frac{5.55 \times 10^{-6}}{1.573} = 84.67\mu H$$

实际中为了实现断续导电模式，必须设定一定大小的死区时间，此时电感中无电流。设置死区时间是为了考虑电源和电感的公差。死区时间过大则峰值电流更高，降低了电源效率。

假如允许 25%的公差，则导通时间为 4.44μs，此时电感必须降低 25%。

$$L = E \times \frac{dt}{di} = 24 \times \frac{4.44 \times 10^{-6}}{1.573} = 68\mu H$$

如果峰值电流不成比例上升，关断时间将减小。

$$E = -L \times \frac{di}{dt}$$

$$-30 = 68 \times 10^{-6} \times \frac{di}{4.45 \times 10^{-6}}$$

$$di = \frac{-30 \times 4.45 \times 10^{-6}}{68 \times 10^{-6}} = 1.963A$$

峰值电流增大 25%即满足要求。峰值电流由 MOSFET 源极和地之间的检测电阻的值确定。

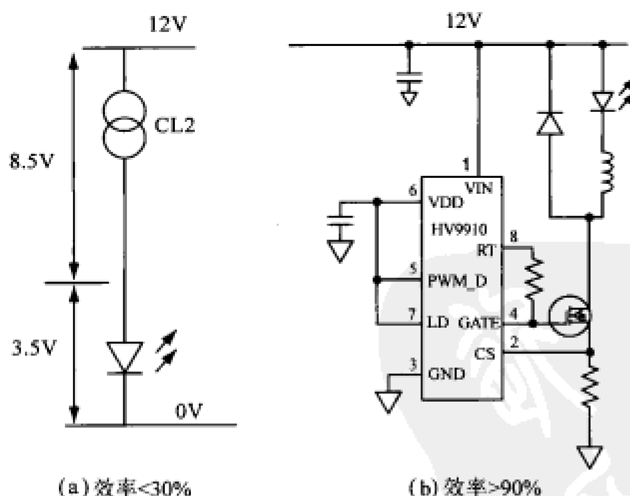
第 10 章　开关电源要素

这一章将研究前面讲过的多种驱动技术的优点和缺点。讨论 LED 驱动器基本功能以外的其他要素，如效率、EMI 和成本等。

10.1　线性调节器

在第 4 章，我们论述了线性调节器由于效率低导致的热损耗问题。线性 LED 驱动器通常比开关驱动器效率低。但有时线性驱动器效率可能更高。例如，如果你有一个 12V 电源和 3 个 LED，每个 LED 的正向压降为 3.5V，将它们串联起来总的压降是 10.5V。由于只有 1.5V 压降，线性驱动器的效率将是 87.5%。开关 LED 驱动器很难达到这个效率等级，而且此时没有 EMI。

另一方面，用 12V 电源为一个 LED 供电，使用线性 LED 驱动器的效率为 3.5/12=29%。而降压开关变换器将有近 90%的效率，如图 10-1 所示。当热损耗必须最小化时，效率很重要。否则通常优先考虑成本，带有 EMI 滤波器的开关变换器成本稍高。



(a) 效率<30%　　(b) 效率>90%

图 10-1　线性和开关方案的比较

10.2　开关调节器

在第 5 章到第 9 章，我们关注了开关调节器，它们效率更高，但是会产生电磁干扰（EMI），必须通过仔细设计电路板、屏蔽和滤波来抑制 EMI。EMI 抑制技术将在第 13 章讨论。

虽然在实例中使用的是 Supertex 公司的 LED 驱动器集成电路，你也可以使用其他生产商生产的类似驱动器。例如，Linear Technology 公司的 LTC3783 与 Supertex HV9912 的功能相似。

National Semiconductor LM5020 是一个降压控制器，与 HV9910B 功能类似。然而，Supertex 公司的器件内部有高电压调节器，这使得它们功能更强大。

开关电源的缺点是会产生电磁干扰（EMI）。为了防止干扰其他系统，必须限制 EMI。这也是法律法规的要求，只有当设备满足了这些法律规定的标准后，产品才能出售。EMI 技术的细节将在第 13 章给出。

相反，在对 EMI 要求很苛刻时，如医疗和汽车应用中，作为替代，可以使用线性 LED 驱动器技术。当然效率可能变差，因此需要散热片，但有时这比根据成本和物理尺寸设计一个开关电路要好很多。

10.2.1 降压调节器的注意事项

在第 5 章中，我们首先了解了最简单的开关调节器，降压变换器。在降压电路中，负载电压必须小于电源电压的 85%，否则输出将很难控制。降压电路主要用于驱动长串 LED，也用于输入电压相对较低时，比如汽车应用中的 12V 直流电，但是这时只驱动一个 LED。

降压调节器的效率可以达到很高，如 90%~95%，尤其在负载是具有较高正向电压（即高的占空比）的一长串 LED 时。这是因为续流二极管只在开关管关断期间导通（只是开关周期很小的一部分），故续流二极管的功率损耗只占总功率的很小一部分。MOSFET 在导通期间存在功率损耗，但是 MOSFET 开关管的压降通常比一个快速整流器的正向压降要低很多。

正常工作时，输出电流必然含有纹波。输出电流要降到足够小，才可以使电流检测比较器复位。输出纹波电流 ΔI_O 常设计为 I_O 的 20%~30%。输出电流在每个周期降到足够小，因此电流检测比较器噪声的影响很小。如果纹波电流小于 I_O 的 10%，MOSFET 的开关可能不稳定。LED 串的输出电流（I_O）为

$$I_O = \frac{V_{TH}}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \times \Delta I_O$$

此处 V_{TH} 是电流检测比较器的阈值，R_{SENSE} 是电流检测电阻。需要考虑纹波电流导致的输出电流峰值—平均值误差。采用恒关断时间控制技术，可使纹波电流和输入电源电压的变化基本无关。因此，输出电流将不受输入电压变化的干扰。

在 LED 串两端加一滤波电容能够减小输出电流纹波，因此允许电感值较低，或者电流更恒定。这个电容通过旁路任何开关电流尖峰，以减小输出的 EMI，这样做还可以增加 LED 的寿命。然而，要记住峰值—平均值的误差受 MOSFET 关断时间 T_{OFF} 的影响。因此，最初的输出电流精度会因为电感上的大电流纹波而难以满足。

设计 LED 驱动的另一个重要方面与电路寄生参数有关，包括电感线圈分布电容 C_L、结电容 C_J、续流二极管的反向恢复电容、印制电路板走线电容 C_{PCB} 和 MOSFET 输出电容 C_{DRAIN}。由于这些寄生参数产生开关损耗，所以影响了开关变换器的效率，这些寄生参数如图 10-2 所示。

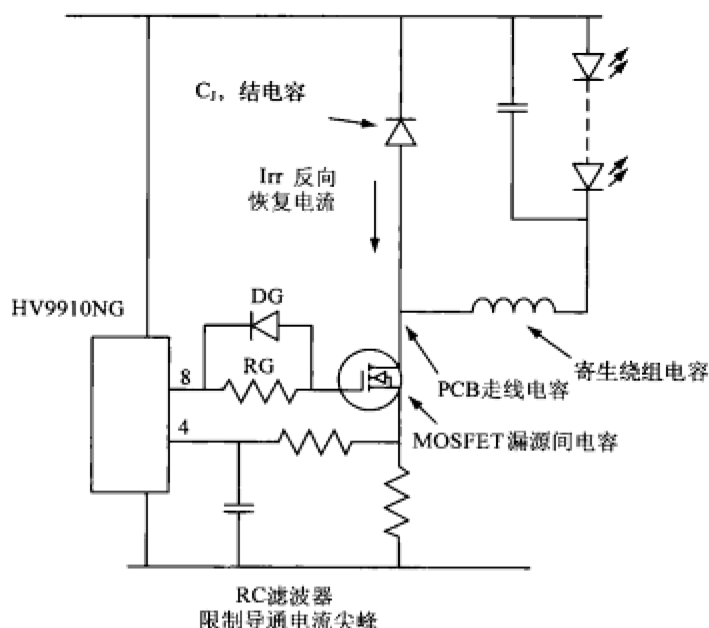


图 10-2　寄生参数

寄生参数可能导致 LED 驱动芯片电流检测比较器的误触发，尤其在 MOSFET 源极和电流采样（CS）引脚之间的 *RC* 滤波器不匹配时。寄生参数的最小化对于降压变换器的可靠工作和效率是非常关键的。

通常制造商的数据手册会直接给出电感线圈电容，我们也可以按照自谐振频率（SRF）算出电感线圈电容：

$$SRF = 1/(2\pi\sqrt{L \times C_L})$$

式中，L 是电感，C_L 是线圈电容。每个开关周期对电容进行充电和放电将导致 LED 串出现高电流尖峰。因此，像之前提到的，推荐在 LED 串两端接一小电容 C_O（约 10nF）来旁路掉这些尖峰。

建议使用超快速整流器用续流二极管，以获得高效率和减小电流检测比较器误触发的机会。当 MOSFET 导通时，二极管由正向导电变为关断（反偏），但这不是立刻完成的，因为电荷必须从半导体中移走，这需要时间。通常在一段很短的时间 T_{RR} 内，有反向恢复电流流过。使用反向恢复时间（T_{rr}）较短和结电容（C_J）小的二极管可以改善性能。二极管反向电压额定值必须高于 LED 灯最大输入电压。快恢复二极管的正向压降有时相当高，可能导致传导损耗过高，因此在选择二极管时也要考虑这个因素。

MOSFET 漏极输出端的总寄生电容为

$$C_P = C_{DRAIN} + C_{PCB} + C_L + C_J$$

开关导通时，总寄生电容 C_p 向 MOSFET 漏极输出端放电。放电电流受 MOSFET 饱和电流的限制，因此通态电阻高和饱和电流低的 MOSFET 器件有时产生的总损耗较低。尤其在占空比

低的时候，因为这时开关导通的时间很短，所以导通损耗也很小。注意，MOSFET 的饱和电流在结温增加时变小。

前沿电流尖峰持续时间可用下式估算：

$$T_{SPIKE} = \frac{V_{IN} \times C_P}{I_{SAT}} + t_{rr}$$

为了避免电流检测比较器的误触发，C_p 必须满足：

$$C_P < \frac{I_{SAT} \times (T_{BLANK(MIN)} - t_{rr})}{V_{IN(MAX)}}$$

$T_{BLANK(MIN)}$为最小死区时间，取决于控制芯片，大约为 300ns。当 MOSFET 栅极有驱动信号时，为了避免由开关导通浪涌电流引起前面提到的误触发，控制芯片应禁止电流采样输入。$V_{IN(MAX)}$是最大瞬时输入电压。

寄生电容 C_P 向 MOSFET 漏极输出放电是引起开关功率损耗的主要原因。功耗可以用下式估算

$$P_{SWITCH} = \left(\frac{C_P V_{IN}^2}{2} + V_{IN} I_{SAT} \times t_{rr} \right) \times F_S$$

式中，F_S 是开关频率，I_{SAT} 是 MOSFET 饱和漏极电流。输入电压最大时开关损耗也最大。

降压变换器在恒关断时间工作下的开关频率为

$$F_S = \frac{V_{IN} - \eta^{-1} \times V_O}{V_{IN} \times T_{OFF}}$$

式中，η 为功率变换器的效率。此 F_S 是基于 V_{IN} 和 V_O 的，如果恒定开关频率的值未知，前一个式中可以使用上式的 F_S。

在关断瞬间，可以忽略漏极输出的开关损耗，这时由于此开关节点连接了大量的寄生电容，关断基本在零电压时完成。

MOSFET 的传导功率损耗为

$$P_{COND} = D \times I_O^2 \times R_{ON}$$

式中，$D=V_O/\eta V_{IN}$ 为占空比，R_{ON} 为通态电阻。

降压变换器的交流输入级

离线式 LED 驱动器需要一个桥式整流器和输入滤波器，如何选择输入滤波器是获得良好 EMI 的关键。

可以在整流桥后面接一个铝电解电容，为了在输入电压过零时（在整流电压，即正弦半波的尖端）防止 LED 电流断续。从经验来说，输入功率每瓦需要 2~3μF。我们常使用电解电容，它还具有吸收交流电网上可能存在的电压浪涌的能力。

上电时，若输入电容太大，将引起过高的浪涌电流。这些浪涌电流会损坏电解电容，缩短预期寿命，导致开关或者交流电网的电气连接器损坏。浪涌电流限制器，通常是一个负温度系数（NTC）热敏电阻，其电流额定值很高，常与电网串联以抑制浪涌电流。

在输入电容之后，与电源串联的电感对开关频率的信号表现为高阻抗，如图 10-3 所示。电感电流额定值要比正常工作时的预期电流等级高。当与输入电容的并联阻抗相结合时，电感的值与对信号的衰减要求有关，以满足强制 EMI 标准。

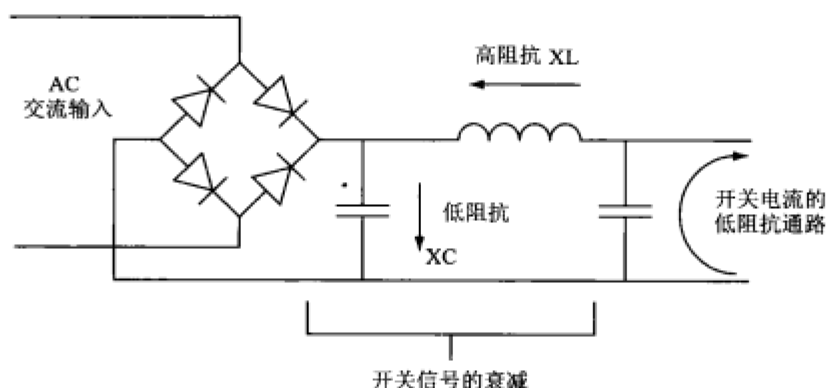


图 10-3　输入滤波器功能

电感的阻抗为：$X_L=2\pi \cdot F_S \cdot L$，如果要求 100kHz 下阻抗为 200Ω，以满足所需的衰减，则 L=0.318mH。可以使用一个 330μH 的滤波电感。

尽管接在滤波电感开关侧和地之间的电容的值很小，但为了使变换器对高频开关电流呈低阻抗，它是必须的。由经验可知，此电容与 LED 输出功率的关系应为 0.1~0.2μF/W，一个单独的 1W LED 的驱动电路，可以用 100nF 的电容。

10.2.2　升压调节器的注意事项

由第 6 章可知，升压电路输出电压通常要比输入电压高 20%或更多。不考虑 PFC 的应用，驱动 LED 的升压变换器常由低压直流电源供电。

例如，手机的彩色 LCD 显示屏背光电源常使用低成本的白光 LED。其中，升压调节器由 3~4V 的电池供电，来驱动 20mA 的 LED 串。

另一个例子是平板电视高功率背光电源，采用红、蓝、绿（RBG）LED 产生白光，十分适合于 LCD，可产生真彩色。这个应用中，升压变换器由一个 12V 或 24V 的直流电源供电，用来驱动许多串联在一起的 350mA LED 灯，正向电压范围是 40~48V。

升压调节器通常应采用过压保护，这在未连接 LED 负载时很有必要。否则输出电压将持续升高，甚至导致器件的损坏。在安全超低电压（SELV）系统中，一般应保证输出电压低于 42V。

10.2.3　升－降压调节器的注意事项

降－升压（或者升－降压）电路用于输入电压高于或低于输出电压的场合。升－降压电路在第 7 章中讨论过。负载电压范围和电源电压范围重合的情况在汽车应用中较为普遍。当引擎转速和电池状态改变时，电池电压的波动很大。

两种常用的升−降压变换器是 SEPIC 和库克变换器。这两种变换器很相似，但是库克变换器有反向输出，需要 LED 阳极和地相连。与升压变换器一样，需提供过压保护以防止开路时过高的电压。

因为在输入和输出都串联了电感，且都工作在连续导电模式（CCM）下，中间节点上由开关动作引起的高频信号可以自动被滤除。输入和输出之间的并联电容进一步进行滤波，为环路电流提供了一个低阻抗通路。因此，库克电路和 SEPIC 电路一般无需采用外部滤波。有时，输入要加入共模扼流线圈，以减小整个电路的辐射信号。只有当 LED 负载线的长度大于 0.5m 时，才需要输出共模扼流线圈。

10.2.4 功率因数校正电路

功率因数反映电源电压和电源电流的相对相位。功率因数为 1，表示电压和电流同相且谐波含量较低，功率因数为 0，表示电压和电流相位相差 90°。

在由交流电网供电的半导体电路中，采用整流桥将交流电变为直流电。当电压在峰值附近时，才有电流流过整流桥，如图 10-4 所示，这是因为滤波电容很大，它每半个周期充电一次。这些出现在每个周期峰值处的窄充电电流脉冲，导致功率因数在 0.3~0.6 范围内。功率因数校正是用有源或无源电路校正相位差和降低谐波，并使功率因数接近 1。在较高功率的 LED 驱动器中常需功率因数校正（PFC）。

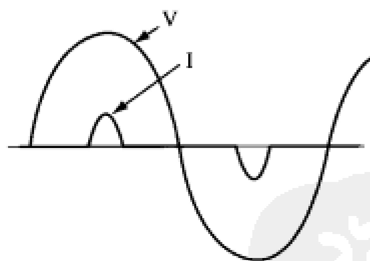


图 10-4 有源电路交流输入电流

功率因数接近 1 的电路，输入电流谐波含量低，波形跟踪输入电压的正弦波。第 8 章中已经讨论过如何获得理想的功率因数。

10.2.5 反激变换器的注意事项

当电源和输出电压范围较宽时，可采用变压器耦合的开关变换器。最常用的是反激变换器，而正激变换器在高功率应用中用得更多。反激变换器已在第 9 章中讨论过。

反激变换器可实现带隔离的 LED 驱动，效率大约为 90%，但是成本增大且更复杂。如果允许较大的电流调整误差，可使用相对简单且便宜的电路。高精度是用隔离反馈实现的，通常采用光耦和一个可调的并联调节器，如 TL431 或类似器件及一些无源器件。

反激变换器的优点是，输出电压可以高于或低于电源电压。它也可以采用单个线圈的电感，

因为初级和次级共用一个线圈，所以匝比是 1∶1，但是其性能要比双线圈电感的反激变换器更受限制。单线圈电感反激变换器通常成本更低。

反激变换器定义为非连续导电模式的变换器。能量在第一阶段从电源移走，然后在第二个阶段传递至输出，如图 10-5 所示。这意味着输入端和输出端都必须严格滤除 EMI。输出要接大的储能电容，以保证第一阶段中有电流流过 LED。因为电容的储能迫使电流流通，所以用电流脉冲宽度调制（PWM）去调节 LED 的亮度很困难，因此调节范围要适度。

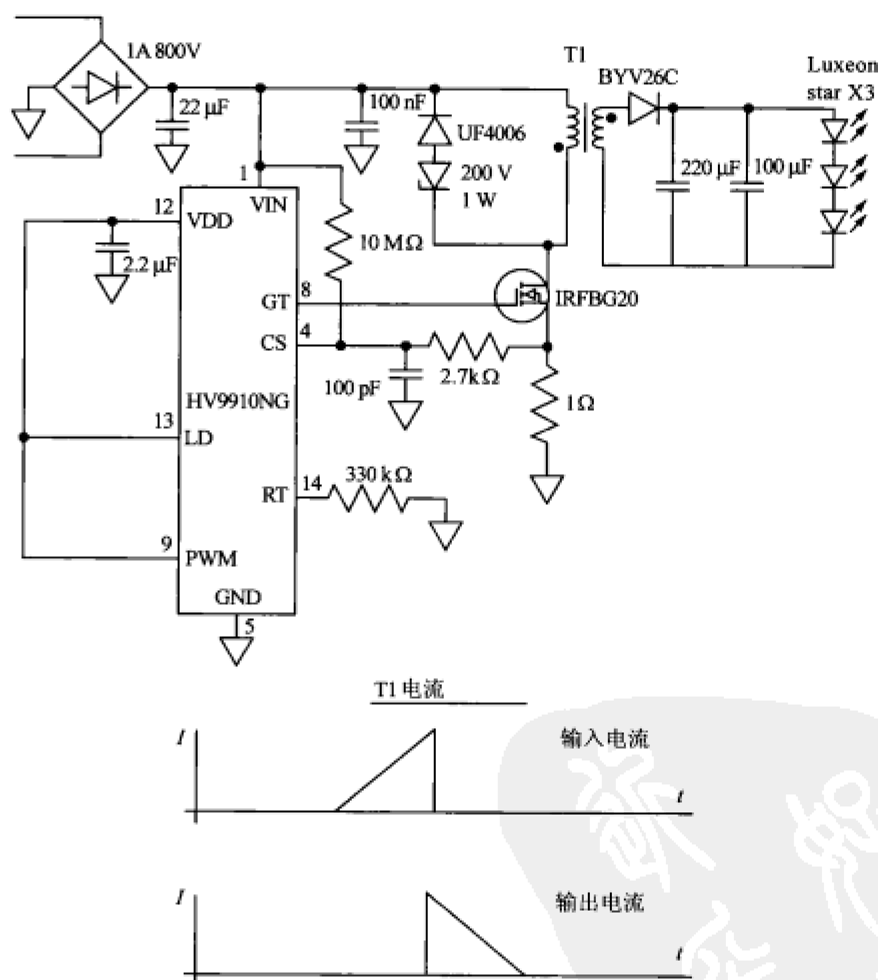


图 10-5　反激变换器的断续电流

10.2.6　浪涌抑制电路

因为几乎所有的电路都有去耦电容，所以，当电源接通时，会出现浪涌电流。这个电流可能非常高，导致电容瞬间发热，可能损坏开关触点或者与其串联的器件。使用无源或有源器件来抑制浪涌电流可以减小这种危险。

对于交流电源，我们常用 NTC 热敏电阻来承受大电流。在正常运行时，电流使热敏电阻变

热，因此其阻抗降低，减小了损耗。如图 10-6 所示。

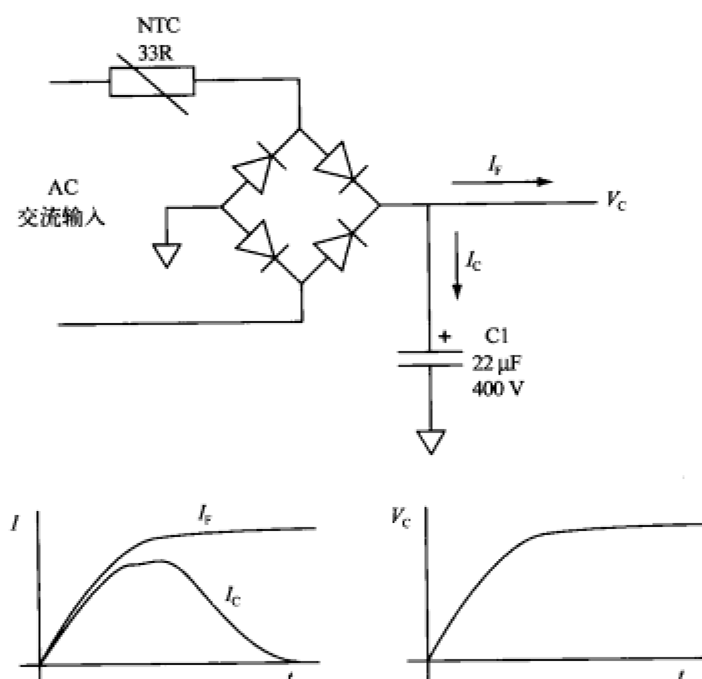


图 10-6　NTC 浪涌抑制电路

对于直流应用，我们常用有源浪涌抑制电路，因为不需要抑制浪涌时，正常运行损耗很小。如图 10-7 所示。

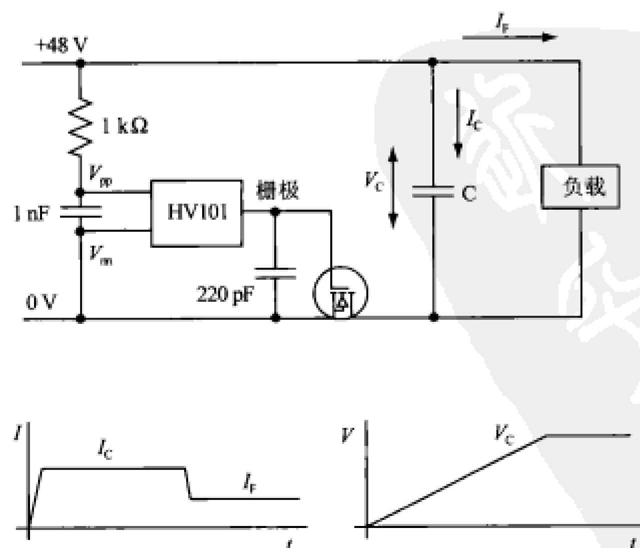


图 10-7　有源浪涌抑制电路

10.2.7 软启动技术

在某些应用中，为了避免上电时的大电流尖峰，需要控制输入电流。这可以避免开关触点发出火花，导致触点损坏。很明显，可以使用刚才提到的浪涌抑制技术，但有时也采用控制输出功率的方法。

例如，用交流电源驱动一个或两个功率 LED 时，可以使用双降压拓扑。但是这个电路的典型应用是仪器内部光源，无法使用电解电容，因为其寿命太短或者尺寸太大。但是使用塑料膜电容意味着在每个开关周期，电压都要下降。由于一般来说，输出功率是恒定的，这意味着输入电流在输入电压降低时变大。输入电流变大导致相当大的 EMI，意味着功率因数非常低。如果控制输出电流，即当电源电压下降时减小输出电流，输入电流将在开关时保持恒定。串联在电源和控制芯片间的稳压二极管会进一步提高功率因数。

也可以通过在模拟调光输入端（如 HV9910B 的线性调光引脚）接一个 RC 滤波器来实现软启动。电流开始时较小，随着电容充电而增加。很明显，当电源和芯片不连接时，需要采取措施使电容放电，将一个二极管接至 V_{dd} 有助于缩短放电时间，如图 10-8 所示。

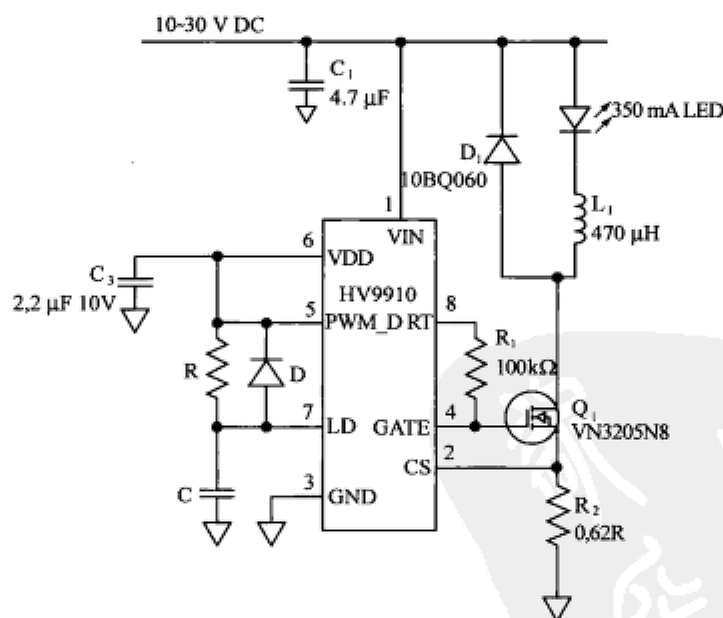


图 10-8 用 HV9910B 实现软启动

第 11 章　为 LED 驱动电路选择器件

本章内容非常实用，介绍了各种不同材料和元器件类型对 LED 驱动器性能的影响，并详细论述了元器件的不同物理结构及其产生的影响。

11.1　分立半导体器件

材料的原子都有一个原子核，它由一个带正电的质子和若干不带电的中子构成。原子核周围有围绕其旋转的带负电的电子，就像行星围绕着太阳一样。当原子结合时，它们共用外层空间轨道上的电子。轻的原子大部分都是稳定的，比如硅，因为它们周围有 8 个电子。半导体器件通常都由带 4 个电子的硅组成。

在硅晶体中掺入少量的三价或五价元素杂质，当其与四价硅结合时，外围轨道上有 7 个或 9 个电子，这样才能保持电中性。当掺入杂质价带上有 3 个电子[如硼（B）、铝（Al）、镓（Ga）、铟（In）]时，外部价带上有 7 个电子，硅原子的共价键因缺少一个电子而形成了空穴。这个空穴可以看作一个正的自由电子，故称之为 P 型半导体，如图 11-1a 所示。

当掺入的杂质价带有 5 个电子[如磷（P）、砷（As）、铅（Sb）]时，外围轨道有 9 个电子，这就产生了一个带负电的自由电子，故称这种材料为 N 型半导体，如图 11-1b 所示。

当 P 型和 N 型半导体构成一个 PN 结时，自由电子和空穴结的结合就被破坏了。在边界两侧分别形成由负电荷和正电荷组成的固定离子区，这样就阻止了其他电子和空穴的漂移和扩散。这个固定离子区就是一个电荷势垒区，即二极管 PN 结，如图 11-2 所示。

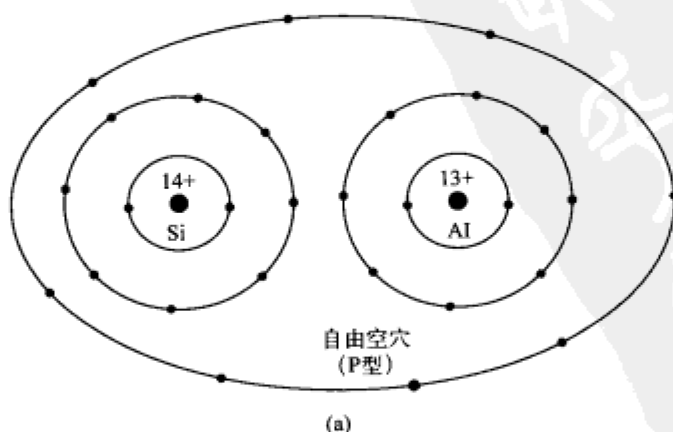
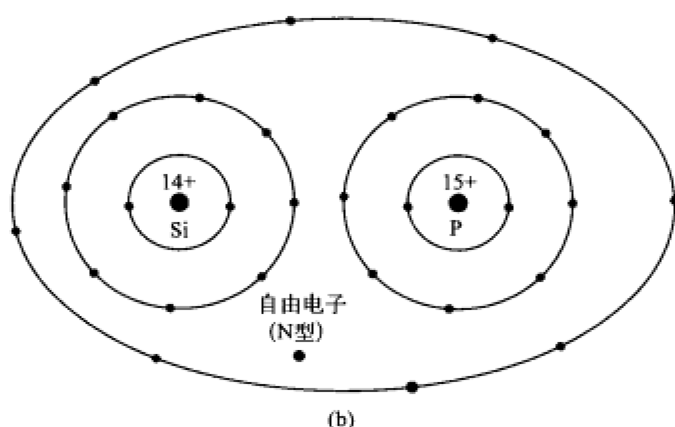


图 11-1　P 型与 N 型半导体



(b)

图 11-1 （续）

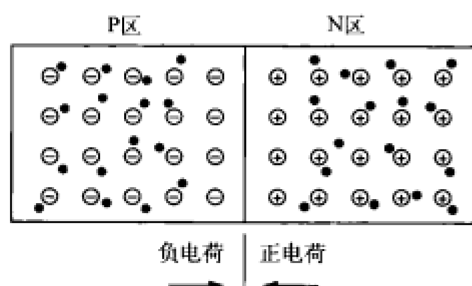


图 11-2 二极管 PN 结

为了使 PN 结导电，必须使 P 区的电位比 N 区高，迫使更多的正电荷向 P 区扩散，更多的负电荷向 N 区扩散。当 PN 结两端的电位差达到 0.7V 时，PN 结导通。这个 0.7V 的电位差使电子有足够的能量通过。

11.1.1 MOSFET

金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）在开关和线性 LED 驱动电路中常用作电子开关器件。它们利用半导体中的“场效应”工作，即在掺杂的硅中，电场与自由电子相互吸引或相互排斥。MOSFET 有三个端，栅极 G、漏极 D、源极 S。第四个“衬底”与源极内部相连。图 11-3 给出了 MOSFET 的内部结构示意图。

注意 MOSFET 的源极和衬底是通过源极的金属介质连接在一起的。由于衬底为 P 型半导体，而漏极为 N 型导体，它们之间就会产生一个寄生二极管，这个寄生二极管正常时是反偏的，这是因为漏极的电位比衬底和源极电位高，所以实际中无需考虑此二极管。

为了在 MOSFET 中建立导电沟道，需要一定的栅极电位，通常给出 MOSFET 的阈值电压，一般为漏极电流达到 1mA 时的栅极电压，但不同的厂商会有所不同。因为栅极和衬底是绝缘的，所以栅源极和栅漏极一般都存在寄生电容，电容的大小会在手册中给出。

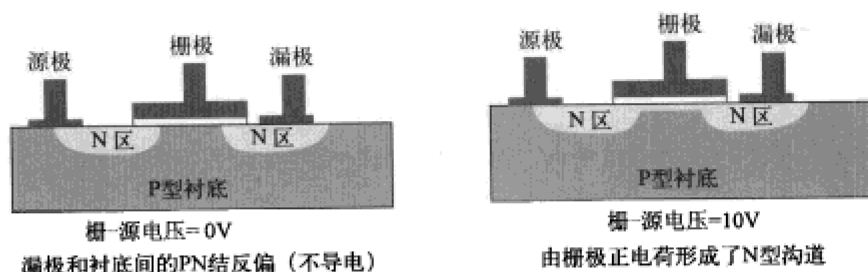


图 11-3 N 沟道 MOSFET 结构图

典型的栅极阈值电压为 4~7V，不过现在可以使用很多“逻辑电平”器件。当 V_{gs}=5V 时，“逻辑电平”器件完全导通，意味着它的典型阈值电压约为 2V。我们所说的标准器件一般定义为，当 V_{gs}=10V 时开关完全导通。当 $V_{gs}\geqslant$10V 时，逻辑电平器件同样能正常工作，因为此时它的通态电阻更低。额定饱和电流相近时，逻辑电平器件的栅极电容比标准器件的更大。

MOSFET 有两个电流额定值，峰值电流和平均电流。平均电流额定值与 MOSFET 的通态电阻有关，完全从发热方面考虑。峰值电流额定值是器件允许通过的最大电流。当设计开关 LED 驱动电路时，电流波形为脉冲波，所以峰值电流额定值是非常重要的。注意：这个电流值一般为室温 25℃时的值，100℃时峰值电流大约为该值的一半。一般来说，应选择峰值电流额定值为实际电流最大值 3 倍的 MOSFET。

当 MOSFET 与负载相连且处于关断状态时，漏极电压很高。当栅极电压升高时，MOSFET 导通，其漏极电压几乎下降为零电位。由于存在栅漏电容，漏极电压骤降，栅极的电压略微上升。从栅极看，栅漏电容看起来似乎比它实际的要大很多，这就是著名的米勒效应，是以发现这一现象的科学家的名字命名的。图 11-4 所示为一个简单 MOSFET 电路中的寄生电容。

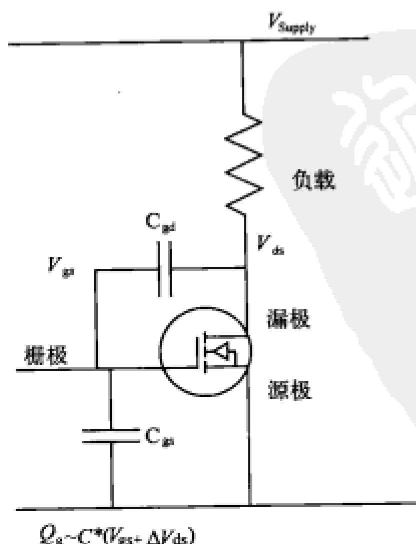


图 11-4 MOSFET 电路中的寄生电容

除了考虑栅漏电容和栅源电容，我们还要考虑栅极的电荷，这是使 MOSFET 导通的总电荷。

在开关电路中，栅极电荷很重要，通常以纳库（nC）为单位。平均栅极电流由下式给出：

$$I_G = Q_G \times F_{SW}$$

LED 驱动芯片的平均电流等于小的静态电流加上栅极电荷与开关频率的积：

$$I = I_Q + Q_G \times F_{SW}$$

这在计算 MOSFET 驱动电路的功率损耗时很重要。功率损耗等于 $V_{Supply} \times I$，其中 I 为由栅极电荷计算出来的电流值。

11.1.2　双极晶体管

双极晶体管用于开关和线性 LED 驱动电路中。它的工作原理基于电流放大效应，集电极和发射极间的电流是基极和发射极间电流的倍数。基射极电压约为 0.7V，为正向偏置 PN 结两端的压降。由于基射极间的电阻，当基极电流增加时，该正向压降也会增加。

晶体管的匹配非常有用，尤其在电流镜电路中。电流镜为两个或两个以上的支路，流过的电流相等。一个支路电流依赖于另一个支路的电流，因此称为“镜”。在电流镜电路中，晶体管不一定非要匹配。由于同类型的晶体管有着相似的特性，只要在发射极和地之间接一小电阻，基射极电压（V_{be}）的变化就可以忽略，如图 11-5 所示。

11.1.3　二极管

二极管（整流管）的种类非常多，其主要的参数包括：反向击穿电压、正向额定电流（平均值和峰值）、正向压降、反向恢复时间和反向漏电流。

肖特基二极管正向压降最小，反向恢复时间最短，但是价格相对普通二极管较高，尽管 Cree 公司近来已经推出一些高压肖特基二极管，其反向击穿电压范围还是受到一定限制。肖特基二极管由一个 N 型半导体和金属结组成，而不是一个 P 型和 N 型半导体结。它的反向漏电流比大部分 PN 结二极管要高。它在很多场合都有应用，如反极性保护以及在低压开关电路中用作续流二极管等。需要注意，耐压等级越高，肖特基结上的正向压降越大，所以选用低额定电压的肖特基二极管可使通态损耗降到最低。

二极管有时以它们的反向恢复时间来分类。当加在二极管上的电压突然反向时，会在相反的方向产生一个初始电流。反向恢复时间（T_{rr}）是从二极管反偏到停止导电的时间。我们有时会以快速、超速、极速恢复型二极管对它们进行分类。普通的整流二极管（如 IN4007）的反向恢复时间典型值为 30ms，但是一个超速恢复型二极管的 T_{rr}=75ns，比一般的二极管快了 500 倍。现在的一些器件的恢复时间更短，例如 STTHIR06 600V、1A 整流管的 T_{rr} 约为 30ns。

反向恢复时间越短，其开关损耗就越小。因为当 MOSFET 两端承受高压时，反向恢复电流正好流过 MOSFET，这段时间越短功率损耗就越小。但是快速二极管有时会产生电磁干扰（EMI）。在某些应用场合，软恢复型二极管比较适合。当它承受反压时，关断迅速，而且速率可控。

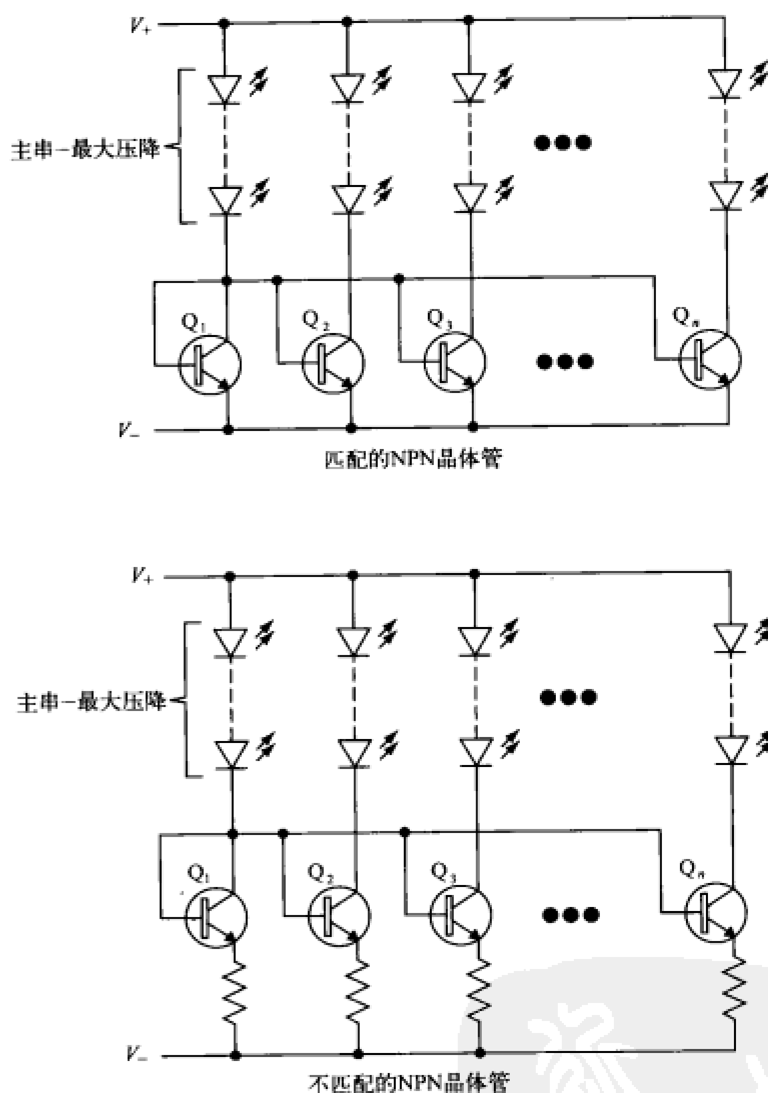


图 11-5 电路镜电路

在反激电源中，应在初级绕组上接一个 RC 缓冲电路以防止 MOSFET 关断时的过电压。此类缓冲器一般选用中等恢复速度的二极管，以便二极管有一定的持续导通时间，使噪声电流流过 RC 网络并迅速减小。

11.1.4 电压钳位器件

电压钳位器件，构成了电压调节器或瞬态抑制器，可以用来限制电路两端的电压。这些器件都是典型的半导体，如齐纳二极管、暂态电压抑制器、压敏电阻（VDR）等。

齐纳二极管在正向导通时跟普通二极管一样，但是当它接的反向电压高到一定程度时，会因击穿而导通。耐压小于 6V 的低压齐纳二极管的伏安特性曲线斜率较小，是逐渐导通的。高

压齐纳二极管（雪崩击穿二极管）耐压大于6V，它的伏安特性曲线斜率大，故导通迅速。齐纳二极管击穿时会产生一些噪声，我们通常在它两端并联一个小电容来消除噪声。

暂态电压抑制器和齐纳二极管相似，但它更适用于峰值电流很高的应用场合。暂态电压可以是单向或双向的，额定电压从5V到几百伏不等。应用于275V交流场合的暂态电压抑制器，即使在瞬时电流很高的情况下，也可以使其峰值浪涌电压低于600V。

VDR在低压时电阻很高，高压时电阻很低。所以两端电压增加时，它会逐渐导通。VDR可以吸收很高的浪涌能量，这种器件一般以焦耳而不是瓦特来定额，因为浪涌能量一般是瞬间的。在瞬时电流很高的情况下，交流额定电压为275V的VDR将会击穿，可以将电压限制在710V左右。

11.2 无源器件

11.2.1 电容

在LED驱动器中，电容（符号为C）的主要作用是储能。有慢储能电容和快储能电容两种类型。

当LED驱动由低频交流电源供电时，在桥式整流器的直流侧应接一个慢速储能电容。这个储能的目的是，在交流电压处于两个峰值间时（为电源周期的两倍），为LED驱动器提供能量。尽管在飞机中常使用400Hz的频率，但交流电源的频率一般为50~60Hz，因此电容应有足够的储能且至少能维持10ms。

对于慢储能电容，储能密度较高时一般选用铝电解电容（相对于其他电解电容，储能相同的铝电解电容体积更小）。铝电解电容用包含湿电介质材料的铝箔制作而成，因此不能长时间用于高温场合，否则电介质会变干而使电容失效。

快储能电容在开关频率为50~500kHz的开关驱动电路中应用非常广泛。它的能量存储时间很短，大约为几微秒。此类电容的主要特点是充放电迅速，这就是说，这种电容的自感比较小（高自谐振频率）。由于贴片元器件没有引线电感，所以它的自感相对较低。通常选用陶瓷电容或塑料膜电容作为快储能电容。

电容由两个独立的且中间为绝缘体（称为电介质）的导电表面（称为电极）组成。金属面由掺有绝缘材料的很薄的金属薄膜构成。电介质可以是陶瓷、云母和塑胶薄膜的等。电容的类型经常由电介质的类型来区分，所以有铝电解电容、陶瓷电容和塑料薄膜电容等。

陶瓷和云母电容一般使用平板介质薄板，结构最简单，中间是绝缘层，两边分别有一个导电层。云母电容很少会用到，但是陶瓷电容极为普遍。容值较高的电容一般都有几个绝缘层，绝缘层间为金属膜。金属薄膜层交错地粘合到A面、B面、A面、B面。

塑料膜电容，比如聚酯电容、聚丙烯电容、聚碳酸酯电容等，有两个镀了金属的塑料膜层。其中有一种在结构上与陶瓷电容相同，都是金属膜层结构。这种结构常见于表面贴装聚酯电容器。

塑料薄膜电容还可以采用另一种压膜结构。两个镀金属层上下放置然后滚压，两个导体卷

在一起，中间是绝缘层。薄膜层相互间有偏移，所以一侧的A面导体突出，另一侧的B面导体突出（这种技术有时称为箔片延伸）。这样引线与合成圆柱体端子的连接相对比较容易。螺旋结构在电容体周围形成了一个金属膜，金属膜可以接地或者接到电路的地端以减小外电场的干扰。外层箔片连接是某些薄膜电容的特征。

电容的工作特性并不是理想的。电容由两个被中间绝缘体隔离的导电层构成。任何电容都有一定的串联电感，这是由导电板和与之相连的引线产生的。当频率接近或高于自谐振频率时，这个自感就是一个问题。导体和绝缘层电介质使电容也包含串联电阻，称为等效串联电阻（ESR），ESR会产生损耗。电容的等效电路如图11-6所示。



图 11-6 电容等效电路

通常，在铝电解电容和钽电解电容中，ESR 和自感的存在会带来更多问题。这种类型的电容经常用于电源的去耦。数字电路设计者很早以前就开始将10nF的陶瓷电容接在对电源进行去耦的钽电容两端。因为高容值的钽电容可以吸收低频瞬时电流，而陶瓷电容能吸收高频瞬时电流。

耗散因数（DF）和损耗因数用来描述ESR的影响程度。DF的值可以用下面的公式算得

$$耗散因数=DF=\frac{ESR}{X_c}$$

X_c是电容在某一特定频率下的电抗。耗散因数是电抗向量X_c和阻抗向量（X_c+ESR）夹角的正切值，ESR向量与阻抗向量垂直。

对于电容器，最显著的问题是自谐振。自谐振是由于器件本身的结构引起的：引线可以看成是一个电感（虽然很小），因为电流在电容的偏板上环绕流动，所以绕线式电容器也存在一定电感。考虑不同电介质电容的自谐振频率，引线长度均为2.5mm（或0.1in）时，10nF圆盘陶瓷电容的自谐振频率约为20MHz，相同容值的聚丙烯电容和聚碳酸酯电容的自谐振频率也约为20MHz。

通过计算器件引线的电感值，可以粗略得出它的自谐振频率。例如，直径为0.5mm、长度为5mm（每个引线各2.5mm）的引线在自由空间中的电感值约为2.94nH。当与一个1nF的电容相连时，可以推算出自谐振频率约为93MHz。用10nF电容替换刚才的1nF的电容，自谐振频率将下降为29MHz。

之前，曾提到引线长度为2.5mm、容值为10nF的电容的自谐振频率为20 MHz而不是29 MHz。频率计算值和实际值之间存在误差，这是因为我们没有将偏板的电感考虑进去。加上偏板的电感后，自谐振频率就变小了。随着电容值的增加，偏板的电感也会增加，因此计算值与实际值间有一定的误差。

容值小于1nF的小电容的自谐振频率可以近似由公式$f_R=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$算出，式中$L$是引线的

电感。对于自由空间中的导线，$L=0.0002b\left\{\left[\ln\left(\frac{2b}{a}\right)\right]-0.75\right\}\mu\text{H}$，式中 a 为引线半径，b 为引线长度。所有长度的单位都为 mm，电感单位为 μH。

根据该公式，如 a=0.25mm（直径为 0.5mm），b=5mm（每个引线 2.5mm），电感值为 $2.94\times10^{-3}\mu\text{H}$，即 2.94nH。代入频率的方程，电容取 1nF，可以算出自谐振频率为 92.8MHz。

表面贴装电容器由于它的尺寸小而得到广泛使用。以前它们经常用在高频电路中，因为不需要考虑引线电感。电感的减小对要求脉冲上升沿和下降沿很陡的开关电源很有利。应用最为广泛的表面贴装电容是多层陶瓷电容。它的导电偏板是平坦且相互交错的，所以电感值很小。一些常规的带引线的陶瓷电容也是在表面贴装电容的基础上加了引线。它们通常要用环氧树脂或其他类似材料浸泡，然后在外部标明它的容值和电压额定值。

陶瓷电容的温度系数一般为 0 或负数。用 NP0 或 C0G 用来表示零温度系数的陶瓷电容（NP0=Negative Positive Zero）。其他陶瓷电容用它的温度系数来表示。N750 表示负温度系数为 −750ppm/℃的电介质。更特殊的电介质有 X7R 和 Y5U，它们具有更高的电介质系数，常常用来制作容值较高的电容器，用 X7R 和 Y5U 制作的电容容值范围较宽。

除了 NP0/C0G 电容之外，陶瓷电容还表现出压电效应。交流高压信号会产生噪声，器件的尺寸越大，噪声也越大。在同一电路中，1206 贴片电容比 0805 产生的噪声更大。压电效应将导致电容承受电压时，容值发生改变。

聚苯乙烯电容和聚丙烯电容具有负的温度系数，正好与正温度系数的铁氧体磁心电感匹配，非常适合于 LC 滤波电路。但是，在容值相同的情况下，用这些电介质制作的电容体积较大。

聚酯电容和聚碳酸酯电容十分常见。聚酯电容功率因数较低（ESR 高），温度系数低（且为正），性能最差。聚酯电容应用普遍是因为它的容值密度高，较小体积就能达到很高的容值。聚碳酸酯电容有较好的功率因数和微正的温度系数。聚碳酸酯电容的另一个有利特性是，它具有自恢复特性，当绝缘层由于过电压击穿时，电容自动回到不导电状态，而不是短路。

接在交流电源两端的电容值一般额定为 X2 级。常用的交流输入一般是 275V X2 级。这种电容一般都可以用聚酯和聚碳酸酯制作得到。接在电源两端的电容典型值是 100nF。这些电容用来减小 EMI 以及吸收电源的瞬间浪涌。在典型应用中，一般用一个压敏电阻（VDR）与电容并联。

有时电源每相与地之间都要接 250V Y2 等级的电容。这些电容的电介质一般为陶瓷、聚酯和聚碳酸酯。电容值可以在 1~47nF 之间，很容易买到。在电源设计中，电容的常见值为 2.2nF。

11.2.2 电感

本节将介绍目前广泛使用的一些非定制的电感和变压器。如何自制电感和变压器将在第 12 章介绍。

电感（符号为 L）在开关 LED 驱动电路中用于储能。一定长度的导线就是一个电感，而将绝缘导线绕成线圈可以增加它的电感值。导线一般是带塑料薄膜的软铜。导线产生磁场与邻近

的导线耦合。电感的大小与线圈匝数的平方成正比。

虽然一个简单的线圈就可以构成电感，但是在线圈中放置磁性材料可以大大地增加电感值。将线圈绕在一个短的铁氧体或铁粉棒上可以增大电感，但是用这种磁心材料会有漏磁导致电磁干扰（EMI）。此类电感的优势在于，相对于尺寸来说，饱和电流很高。这种电感的典型应用是 LED 驱动电路输入端的滤波器。很多低值电感像带引线的电阻一样，用色环来标示它们的电感值。

另外，线圈也可以绕在一个环形铁氧体或铁粉芯上。环形的形状可以使磁场集中。某些环形材料带分布式气隙，这样饱和电流会非常高。环形电感不容易绕制，所以这种类型的电感会比在骨架上绕制的电感价格更高。

作为表面贴装元件，遮蔽式线轴磁心很常见。线圈绕在一个线轴上，线轴封闭在铁氧体材料中。选择贴片结构的优点是价格便宜且体积小。线圈里的铁氧体磁心通常都有一定的气隙以增加额定饱和电流，尽管这样会减小电感的值。

电感特性是阻止流过其电流的变化，这是由于电感中储存的能量为 $E=\frac{1}{2}LI^2$。瞬间改变电感的电流需要无穷大的能量。假设我们忽略电感结构上的不足，在它两端加一个电压时，电感的电流将会线性增加。如果在电感两端加负载，电流将会线性下降。如果交替地将电压源和负载加在电感上，电流将会上升然后再下降，在一定程度上是保持恒定的。

电感可以用在开关 LED 驱动电路中，对电源进行滤波。由于电感的能量存储特性，阻止流过它的电流的变化，所以它对干扰表现出高阻抗。与对干扰表现为低阻抗的电容组合，形成 T 型和 PI 型滤波器，可以在很大程度上减小高频信号。

电感也会带来很多的问题。大电感通常体积庞大，因为它们一般用几十甚至几百匝绕制在铁氧体磁心上的漆包线制作而成。绕组相互间形成容性耦合，最终在线圈上产生一个并联电容。这个电容导致电源的开关损耗，或使输入滤波器性能变差。当频率高于自谐振频率时，电感的阻抗会降低，因为此时容抗起主要作用。

由于电感是由本身有电阻的铜线圈制成的，所以电感也有串联电阻。在开关电源中这个电阻会带来一定的功率损耗，从而限制了电源的效率。同时，电阻也会带来散热的问题。在不考虑电感的 ESR 和自谐振频率时选择电感值，通常电路特性不会很好。

在磁心中形成相互交链的磁场时需要能量，所以存在磁损耗。在开关电路中，这些损耗是始终存在的，而且会导致磁心发热。当磁化曲线不处在线性区时，损耗就会急剧增加。在电感和变压器磁心中留有一定气隙可以获得较高的磁饱和等级。不带气隙的变压器磁心非常容易饱和。

厂商会标明的饱和电流通常为电感量下降 10%时流过电感的电流。如果电流在每个开关周期下降到零或者接近零时，应该保证峰值电流低于饱和电流。（建议 $I_{max}=0.5\times I_{sat}$，最好是 $0.25\times I_{sat}$。）注意，由于绕组阻抗的存在，有时厂商给出的电流额定值是一个会产生一定发热功率的直流电流，饱和电流值比这个电流值要小。一些生产商把饱和电流定义为，当电感值下降到零电流时电感值的 60%时，流过电感的电流。

有时电感的手册中会给出某一频率下的 Q 值。这是调谐电路中的电压或电流的放大值，也

指出电感的等效串联电阻，$Q=\frac{\omega L}{R}$，由于集肤效应的存在，这样算得的阻值比测得的直流阻值更为准确。

在高频时，集肤效应会增加导线的电阻。这是因为感应力集中在导线横截面的中心，它迫使电子往外表面移动，这样就产生了集肤效应。当电感工作在几百 kHz 时，这个问题就会非常严重。常将多股绝缘铜线缠绕在一起来缓解这一现象。最初，多股线是用棉织物包裹的，我们称之为绞合线。这种类型的导线常用来制作中低频（LF 和 MF）范围的铁氧体棒广播天线。它由用棉织物包裹的多股漆包线组成。这种导线集肤效应很小，因为电流被每股分流，每股的表面积结合后，等效直径比实心铜线大很多。

非定制的变压器一般有两个或多个绕组，磁心包括有气隙和无气隙的。反激电源以及其他带隔离的 LED 驱动电路，一般采用有气隙的磁心。利用气隙可以获得更高的磁通密度（能量被储存然后释放）。正激变换器是一种应用非常广泛的电源拓扑，因为它的磁场能量被立即传递到次级而不会储存在磁心里，所以一般选用无气隙的磁心。LED 驱动中很少使用正激电源。

多绕组变压器的匝比不同，可以使变压器具备升压或降压的能力。这使开关电路的占空比应设定在一定范围之内，一般占空比不应小于 5%，否则开关会很难控制（系统存在延时）；占空比大于 50%也会导致电路工作不稳定，除非外接补偿电路。在某些情况下，例如输入电压变化范围较大，占空比的变化范围也会比较大。

增加绕组的另一个目的是，可以建立一个“引导”。引导电路为开关电路供电，典型值为 8~15V。开关电路最初由主电源供电，但是如果主电源上的电压很高的话这样做就无效了。一旦开关开始动作，引导绕组上的电压可以用来为开关电路自供电。打个比方，假设器件工作时需要 2mA 的电流，当用 300V 直流电源供电时，损耗为 600mW；如果用 10V 的引导电路供电，则损耗仅有 20mW。

11.2.3 电阻

电阻分很多种类型。很少采用绕线式电阻，因为它自感很高，在开关电流较高的电路中一般不使用这种电阻，它们用在电源的交流输入端以抑制瞬时和浪涌电流。碳电阻会产生噪声，温度系数较低，但是由于它的低自感结构，在开关功率电路中表现出较好的性能。它是用碳末颗粒置于黏土棒上制成的，电阻值与颗粒接触黏土棒的面积有关。碳膜和金属膜电阻使用非常普遍，表面贴装器件通常是厚膜结构的。

碳膜电阻温度系数为负，噪声较小。元器件公差允许范围一般为 1%~5%，尽管可以达到 0.1%的公差，但是价格会很高。插件电阻是将碳膜涂在一个陶瓷棒上制成的，然后在薄膜层上割出螺旋形气隙以增大阻值。螺旋导体实际上可以看作一个有损电感。表面贴装元件在陶瓷层的一面涂上碳膜，然后用激光切割薄膜层来获得不同的电阻。碳膜的长度很短，电感非常小。

金属膜电阻比碳膜电阻的噪声更小，温度系数更低。元件的公差允许范围为 1%，E96 级的高精度元件公差可以达到 0.1%，温度系数为 15ppm，但是价格也相对更高。此类电阻是在一个陶瓷模上涂上很多层金属膜，根据金属材料的不同来得到适当的阻值和低温度系数。插件电阻

在金属膜周围切割螺旋形气隙来增加阻值，同时电感也会有所增大。

任何一定长度的导体都有串联电感，一般为 6nH/cm。实际上在高频电路中仅仅用细的丝焊就可以构成一个电感。电阻也是一种导体，因此它也有电感。某些类型的电阻电感值比其他类型的大。其实厚膜表面贴装电阻也有电感，只是与其他类型相比，电感值相对较低。由于绕线电阻自身的结构，它的电感较大。当导线绕成线圈时电感会增加，且与匝数的平方成比例。表面带螺旋气隙的碳膜或金属膜电阻的电感值比碳电阻高。由于两端引线的存在，所有的插件元件都有电感。

电阻也含有电容。它的两个端子都有一定的横截面积，空间上有一定的距离，且被陶瓷电介质隔离。这个电容值非常小，通常为 0.2pF，所以在 1MHz 以上的 LED 驱动电路中影响较小。在射频、高阻抗电路节点中，这个电容是不可忽略的。

11.3 PCB

出于对人体健康的考虑，在大多数应用中，出现了关于锡铅焊料使用的规范，军用和医学领域除外，尽管由于符合 RoHS 的无铅元器件短缺迫使这两个领域改变了所用的材料。重金属和致癌物质不允许用在电子产品中，包括芯片的封装。这意味着焊接面必须改变。无铅焊锡需要更高的温度才能融化。

在高频应用和表面贴装电路应用时，连接元器件的电路板显得非常重要。例如在高频时，两条走线之间的电容会导致调谐电路的谐振频率变低。由于电路板的散热，表面贴装电路还会存在可靠性问题。元件与电路板中的走线通过焊锡紧密连接，如果散热不均匀就会产生应力。电路板有很多种类型，FR4（玻璃纤维绝缘体）是应用最普遍的一种。

由于过孔元器件数量的减少，过孔结构使用得越来越少。对于低速电路，过孔有利于故障检测，而且操作方便快速。对于高速电路产品，表面贴装结构可以提高电路的性能，降低成本。

11.3.1 过孔 PCB

对于 RF 或高速数字电路，我们通常都在印制电路板的元器件侧安排一个地平面。大多数情况下，LED 驱动电路可以看成是一个高速数字电路。

安排地平面有两个目的，一是可以对元器件起到屏蔽作用，以防止它下面的走线对其产生干扰，另外可以提供一个低损耗的传输线。FR4 型的电路板标准厚度为 1.6mm，印制电路走线宽度为 2.5mm，这使得传输线路有 50Ω 的阻值。传输线位于地平面和走线的中间。

当电路板上放置了电感时，由于电感两端和地平面之间存在耦合电容，此时在高速 PCB 上放置一个地平面就会出现问题。这个电容与电感构成并联调谐电路，导致滤波器失谐。可以采用将地平面从电感下面的区域移开，或者改用贴片电感来减小耦合电容的方法来解决这个问题。

11.3.2 表面贴装 PCB

表面贴装器件在 LED 驱动电路中广泛使用。陶瓷电容较为常用，但是可能由于电路板膨胀产生的压力而损坏。减轻这个问题的一个方法是使用尺寸小的器件，应该避免使用大于 1812（0.18×0.12in）的器件。

陶瓷电容应该用防潮涂料来保护，如果潮气被陶瓷材料吸收，会改变电容值。潮气也可能被塑料封装吸收，所以整个板都覆盖保形涂料比较好。器件的存储要考虑一些问题，应该使用金属密封袋，或者使用干燥材料，以防止潮气进入电路板，并防止在焊接时损坏（因为潮气蒸发）。

过孔 PCB 的过孔直径为 1mm 或更大。表面贴装板不需要为元件引线提供大的孔，因此它们的直径较小。金属过孔直径一般为 0.3mm（用来连接两个走线，而不是元件引线）。

当板被加热时，过孔增加带来一个问题。玻璃和环氧树脂板（例如 FR4 型）在温度高于 125℃时膨胀系数很高。高于 125℃后，板子进入到玻璃转变温度，它的膨胀系数比常态要高，*Z* 轴膨胀增加板的厚度，并且导致走线和过孔焊盘之间断裂。

焊锡时，热量加在板上会导致一个问题。在波峰焊时，板的温度被加热到 300℃，远高于玻璃转变温度。为了减轻过孔损坏的问题，所有电镀的过孔都应该有一个 35μm 或更大的壁厚度。整个板的温度周期变化也导致问题出现。

在板的表面，存在器件和板的温度系数不匹配的问题。在 *X*-*Y* 平面，无引线芯片座（LCC）器件的膨胀系数为 6ppm/℃，但是板的为 14 ppm/℃（低于玻璃转变温度）。高于玻璃转变温度时，PCB 的膨胀系数为 50 ppm/℃。同样，温度周期变化使得焊接点拉紧，可能导致损坏。小型的鸥翼式芯片不存在这方面的问题，因为引线可以被稍微扭曲。

由铝板构成的印制电路板常与功率 LED 一起使用。它们也可以用在高功率 LED 驱动电路中。常规中，一些 PCB 上使用铜包封殷钢，以抑制膨胀和分散热量。它应该和聚酰胺板一起使用，而不是玻璃和环氧树脂板。

阻焊膜用来约束焊接，但是这会在引线和焊盘区域产生大滴的焊料。表面贴装芯片使用比常规引线器件小的封装，并且在实际中，焊盘之间不使用薄阻焊膜。

具有合理的走线中心线距离的 PCB 有时有 0.05μm 的镀金。如果镀金太厚，将导致脆化。镀金或者镀镍使表面平坦，使表面贴装器件容易放置。

11.4 运算放大器和比较器

运算放大器具有直流特性，它可能随温度而变化，受温度影响最大的是直流补偿、偏置电流等。交流特性受温度影响较小。

最大的问题在于，运算放大器不是理想的。理想的运算放大器有无穷大的输入阻抗、零输出阻抗、平坦的频率响应和线性相位。实际中，大多数运算放大器输入阻抗很高，这不会引起很多问题。输出阻抗不为 0，并且能达到约 100Ω。这通常不是问题，因为可用负反馈来限制运放的增益，同时它也使有效输出阻抗接近 0。但是，这里假设了运放的增益带宽积远高于电路

要求。如果增益带宽积接近限值，输出阻抗将增加。

如果运放的增益带宽积不高，相位偏移会过大，电路的频率响应中会出现尖峰。如在设计中未加注意，会出现接近截止频率的 20dB 增益。要获得理想的频率响应，可以采用增益带宽积比电路带宽高许多倍的运放，经验值是带宽的 10~100 倍。

许多 LED 驱动电路中，比较器用于检测电阻的电流。比较器相当于具有数字输出的运放。它比较两个输入的电压，根据同相端电压高于或低于反相端电压，设置输出为高或低。比较器通常有内部滞环，以防止当两个输入接近或相同时发生抖动。

比较器的一个缺点是总存在一定的输入偏置电压，这导致开关时产生误差，以及限制了最小的参考电压。例如，在 HV9910B LED 驱动器的电流检测比较器中，偏置为 10mV，开关最大阈值为 250mV，所以阈值范围为 10~250mV，可以提供的调光范围为 20：1。实际上，工作在接近上述范围的低值时，会产生噪声，所以建议最小阈值电压取为 25mV。

利用正反馈，可用运放构成比较器。然而，输出级设计成了线性电路，故比较的速度与比较器相比要慢一些。



第 12 章　电感和变压器的磁性材料

标准的非定制变压器和电感在第 11 章已经论述了。本章将描述制作定制变压器和线圈的磁性材料和方法。主要设计要求是将损耗减到最小，为了做到这点，必须考虑铜损、铁损、磁饱和、尺寸和结构。因为本书是关于 LED 驱动的设计，所以此处只给出磁性材料的基础知识。要获得更多详情，读者需要参考该学科的专业书籍。

电感可以由一圈导线做成，导线绕在线圈架上，环绕着软磁心材料。所谓“软”，意味着容易磁化，去除磁化力时即退磁。硬磁心如同一个永磁体，有很高的剩磁（一旦去除磁化力，磁场有残存）。大部分的磁性材料都有一定的剩磁，需要一定的磁场强度克服剩磁，使磁通量回到 0，这个磁场强度称为矫顽磁力。在磁通量与磁场强度的坐标图中，曲线呈斜“S”形。当磁场反向的时候，磁通量并没有沿着同一曲线返回；需要更大的磁场强度（更多的能量）使磁通量回到同一点，因此形成一个“胖 S”形。S 越胖，磁损越高。

磁心横截面可以为矩形或圆柱形，磁心分成两半，使线圈架插入。制作电感时，两个弹簧钢夹子（或黏合剂）使两半磁心合在一起。这种类型的电感的大小为几微亨到约 1H。

制造定制线圈的好处是可以获得几乎任意大小的电感值。电感大小与匝数平方成正比，所需的匝数由简单的公式给出，$N=\sqrt{\frac{L(nH)}{A_L}}$。式中 L 是所需的电感值，单位为 nH；A_L 是磁心的电感系数（nH/匝）。在厂商的手册或者一览表中，每种类型的磁心都有一给定的 A_L。A_L 系数等于每匝导线产生的电感，单位为 nH。

磁心的 A_L 值与磁性材料的磁导率有关。根据电感工作的频率不同，使用不同的磁性材料。如果要使用特定 A_L，可以通过从磁心中间移除一些磁性材料，形成气隙来实现。**注意**：*气隙在磁心中间好于在外层材料中，因为外层材料相当于一个防护罩，会减少磁场的泄露。*气隙与铁氧体相比，磁导率更低，所以增加缝隙会减少总 A_L 值。典型的磁心气隙为 0.1mm~0.5mm，根据磁性材料的导磁率和所需的 A_L 值，气隙会大一些或小一些。气隙越大，使磁心达到饱和的磁化力越大。

电感和变压器磁心中的气隙使磁心的磁饱和等级变得很高。例如，功率因数校正（PFC）电路中的电感，具有不连续的磁化力。在 PFC 电路中，电流以高频通断，脉冲之间的电流为零。脉冲电流幅值不断变化，与交流电压的瞬时值成正比，所以平均电流是正弦的。因此，功率因数接近于 1（真正的正弦波）。

没有气隙的变压器磁心容易饱和，其 A_L 值通常都远大于用相同磁性材料制成的电感磁心，不包括有气隙的。无缝电感磁心常用于正激变换器中，此时初级电流和次级电流同时流动。在正激变换器的变压器中没有储能。

如果绕组间的耦合需要很紧密的话，经常使用双股绕组。双股绕组有两股导线，在绕制前拧在一起。三股或更多股绕组使用多股导线。但是，当绕组需要高压绝缘时，不能采用双股绕

组技术（除非使用高压绝缘的专用绕组线，例如 Rubadue 线）。

因为在高开关频率时，必须考虑集肤效应，所以有时可以用多股绕组来减小等效串联电阻。集肤效应迫使电流流过导体的外表面，所以，如果使用绝缘线，会增大有效的表面积。有一种绕组由多股扭绞线绕制，称为绞合线，为了绝缘的目的，每股导线都用高分子薄膜包起来。

12.1 铁氧体磁心

铁氧体磁心形状多样，可由不同材料制成。这些磁心非常易碎，当掉落或受硬物打击时会折断。铁氧体通常为镁和锌的的化合物或者是镍和锌的化合物。大部分铁氧体电导率很低，限制磁心中的涡流。

使用镍-锌铁氧体磁心的电感可用于 EMI 滤波器中，因为在高频时，电感损耗也大，磁心能吸收 20 MHz~1 GHz 之间的大部分能量。

锰-锌磁心在频率高于 10MHz 时有损耗，但是当高于 80MHz 时，磁心无效。这种特性使其不能用于 EMI 滤波。

应仔细研究厂商提供的关于开关损耗及最佳开关频率的数据。铁氧体在较低频或较高频处效果不太好，它更适合于工作在 10kHz~1MHz。

12.2 铁屑磁心

铁屑磁心（也称为铁粉磁心）有时也制成螺旋管形（圆环形）的。铁屑是氧化亚铁与粘土状泥浆的混合物，在烘烤时成型。陶瓷材料具有软磁特性，且具有高磁饱和等级。

这些磁心非常适合于 400kHz 以上的开关频率。当频率在 10MHz~20MHz 时，磁心损耗很严重。频率高于 20MHz 时，磁心无效，所以无法应用于 EMI 滤波。

12.3 特殊磁心

特殊磁心由特殊化合物制成，例如 MPP（铁镍钼粉）。这种材料能在 800 mT 高磁通密度下工作，优于常规铁氧体磁心的 200 mT 磁通密度。

铁镍钼粉粉（MPP）磁心是分布式气隙的环形磁心，由 79%的镍、17%的铁、4%的钼合金粉末制成，在所有粉末磁心中其铁损最低。

MPP 磁心具有一些显著的磁特性，例如电阻大（涡流损耗低）、磁滞损耗低、高直流磁化或者高直流偏压时电感稳定性好；交流条件下，磁通密度达到 2000Gs（200 mT）时，电感漂移非常小。

12.4 磁心的形状和尺寸

对于定制的线圈和变压器，E 形磁心比较受欢迎。E 形磁心有两部分，看起来像大写字母 E。磁心中间突出的部分通过线圈架的中间，线圈架上缠绕着绕组。为了使磁心在磁通密度大时不

饱和，中间的突出部分被切削形成气隙，如图 12-1 所示。

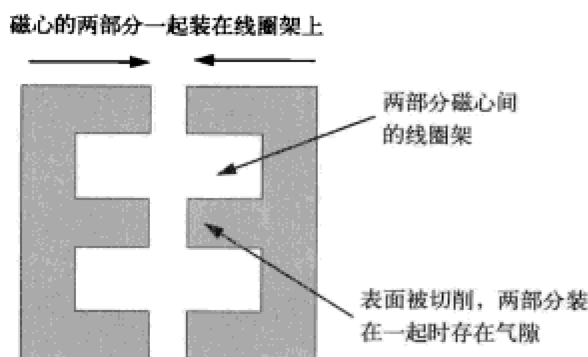


图 12-1 E 形磁心

E 形磁心的变型有 EF 磁心和 EFD 磁心。EFD 磁心中间部分比磁心主体细，所以线圈架的横截面是矩形，而不是正方形的。

壶形磁心是圆形的，中间有个套管，所以圆形的线圈架装入空腔中。但是，电路板中，线圈占用的空间是正方形的。这意味着铁氧体磁心使用材料少，不能在最大程度上利用空间。当中间的套管上装了调节器时，这些磁心会用在调谐滤波器中，除此之外用得不多。

从抑制 EMI 方面看，圆形（圆环形）磁心比较好，因为在铁氧体磁心中，磁场可以非常好地保留住，磁心中没有“角落”，不易漏磁。但是，圆形磁心绕线较困难，因为导线必须经中间的圆洞环绕磁心很多圈。有专门的用于圆形磁心的绕线机。磁饱和可能是个问题，所以使用 MPP 磁心和铁粉磁心会更好一些，因为它们能承受较大的磁通密度。圆形磁心如图 12-2 所示。

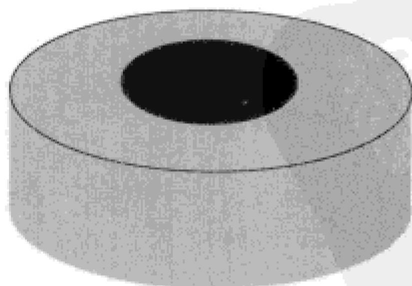


图 12-2 圆形磁心

12.5 磁饱和

磁化损耗是由于磁心中磁场相互耦合需要能量而产生的。在开关电路中，这些损耗始终存在，会使磁心发热。当磁化强度被迫位于线性区以外时，损耗迅速增加。通常，磁通密度应限制在约 200 mT（200Wb/m^2）以下。

若电感或变压器中流过较大的断续电流，如反激变换器中的变压器和电感，磁通密度必须

小于 200mT。铁氧体磁心厂商建议应将由纹波电流或断续工作模式导致的磁通量变化限制在 50mT 以下。若希望电感具备承受较大磁通量变化的能力时，可使用特殊磁心，这种磁心在高磁通密度时损耗低，此时磁通量远大于 50mT，这也使电感的尺寸很小。

磁通密度的公式为 $B=\dfrac{LI}{NA_e}$。式中 L 为电感值，I 为电流峰值，N 为线圈的匝数，A_e 为磁心有效面积。电感值和电流峰值是在 LED 驱动电路的设计中算出来的，那时我们还不知道磁心面积和线圈匝数，而是通过反复试验得出。

选择合适磁心的方法是，选择一个已知有效面积（A_e 值）的磁心，确定线圈匝数，然后算出最大的 A_L 值。线圈的匝数可以由前面公式得出 $N=\dfrac{LI}{BA_e}$。计算最大 A_L 值的公式为 $A_L(\max)=\dfrac{L\times10^9}{N^2}$。

出售的磁心通常有标准的 A_L 值。若一磁心的 A_L 值稍低于前面计算出的 A_L 最大值，则可以选用此磁心，且应计算新的线圈匝数为 $N_1=\dfrac{LI}{BA_e}$。但是，若无法得到 A_L 值低的磁心，那么也可选用 A_e 值高的大尺寸磁心，然后重复上面的步骤。可以利用简单的电子表格使这个过程快速、简单。

12.6 铜损

铜损表示绕制线圈的导线的电阻产生的损耗。在 99.9%的情况下，此导线是由铜制成的，铜在 20℃时电阻率约为 $1.73\times10^{-8}\Omega\cdot m$。但是，线圈经常要在高于室温的情况下工作，且在任何情况下，都会因工作损耗而发热。任何温度时，导线的电阻都可以由 Mullard 公司（现在的 Philips）提出的方法估计出，如表 12-1 所示。

表 12-1 导线电阻与温度的关系

温　度	放大系数
20℃	1
40℃	1.079
60℃	1.157
80℃	1.236
100℃	1.314

但是，导线的电阻也随着通过信号的频率的增加而增加。由电流产生的磁场欲迫使电子流出导线外，这一现象就是“集肤效应”。由导线电流产生的交变磁场感应出电场，导线中心电场最强，排斥电子，迫使电子移到导线外表面。因此，电流的变化产生了与这种变化相反的力，这就形成了小规模的电感。

集肤深度由表 12-2 给出。

幸运的是，Terman 给出了线规公式（单位为 mm），线规的集肤效应使电阻增加了 10%。10%是允许损耗的额定限值。

$$D = \frac{200}{\sqrt{F}}\,\text{mm}$$

表 12-2 集肤深度与频率的关系

频率	集肤深度
50Hz	9.36mm
1kHz	2.09mm
100kHz	0.209mm
1MHz	0.0662mm
10MHz	0.0209mm

例如，若工作频率为 100kHz，那么 D=0.63mm。使用超过 0.63mm 的线圈并没有什么好处，因为电流不能到达导线中心。事实上，在 LED 驱动电路（或任何 PWM 功率电源）中，存在频率是开关频率倍数的谐波。在以上情况下，信号的主要成分频率为 300kHz。

在某些情况下，为了得到合适尺寸的变压器，必须承受很大铜损。如果在高开关频率时要求低铜损，可以使用绞合线（尽管很昂贵）。



第 13 章　EMI 和 EMC 问题

关于EMI和EMC的前两个问题是，EMI和EMC之间的区别是什么？应该使用哪个标准？随后的问题是怎样制造满足这些标准的设备。当然，满足标准常需要钱（滤波元件、屏蔽和干扰抑制器），因此目标是满足标准，只留有小的安全裕量。

EMI 是电磁干扰。这是某设备工作时发出的辐射总量。EMI 是由发出了位于无线电频段的信号导致的，它不仅干扰无线电系统，还造成其他设备故障。例如，来自便携无线电发射机的干扰，像民用无线电和手机；当在加油站附近使用时，加油泵可能指示错误的加油量。在加油站一个常见的警示是“使用无线电发射机可能引起火灾”，但是实际上最大的影响是导致油量测量的错误。我曾听说，民用无线电使用者可以通过适当的转变使油量计数器复位，但是可能这只是异想天开。

那么 EMC 是什么呢？它是指电磁兼容，衡量系统抵抗其他设备干扰的程度。医疗系统要求高的抗干扰能力，因为设备故障的后果是致死或者致伤。任何连接到交流电网的系统，必须能抵抗瞬时浪涌的影响，抗干扰能力等级根据应用而定。当把功率计接到某建筑中的电线上时，它会承受很大的浪涌电压，因此它们有非常高的抗干扰性要求。室内照明和家庭应用对抗扰性要求较低。

在着眼于 EMI 和 EMC 标准，以及满足这些标准的设计技术之前，对信号的理解是很重要的。傅里叶分析表明，任何非纯正弦信号都可以看作是由基波信号和高频谐波信号组成的，谐波频率是基波频率的倍数。例如，一个 50/50 占空比的方波由频率为开关频率的基波、幅值为基波 1/3 的 3 次谐波、幅值为基波 1/5 的 5 次谐波、幅值为基波 1/7 的 7 次谐波等相加构成。如果一个信号占空比不是 50/50，或者如果开关边沿有倾斜（所有的实际信号都如此），那么会出现奇次和偶次谐波，而且谐波的幅值也较难预测。这就如 LED 驱动电路中 MOSFET 开关两端的信号。

13.1　EMI 标准

13.1.1　与交流电网连接的 LED 驱动电路

任何与交流电网连接的 LED 驱动器必须满足谐波电流发射的限制标准 IEC/EN 61000-3-2。在这个标准中规定了几个等级，和照明有关的等级是 Class C。在 IEC/EN 61000-3-2，Ed. 2:2000 中，直到 40 次的谐波电流都受限制，如表 13-1 所列。

IEC/EN 61000-6-3 标准规定了 150kHz~30MHz 频率范围内的传导发射限制。

表 13-1

谐波次数 N	最大电流，Class C（相对于基波的百分比）
2	2%
3	(30×功率因数) %
4~40（偶次）	未规定
5	10%
7	7%
9	5%
11~39（奇次）	3%

13.1.2 适用于所有设备的一般要求

所有的 LED 驱动器都要满足辐射发射标准。这个标准是 IEC/EN 61000-6-3，它覆盖 30MHz~1GHz 频率范围。这个标准使用之前美国 CISPR22 标准和欧洲 EN55022 标准规定的限值。CISPR22 和 EN55022 规定的标准是为计算机和通信相关设备制定的，但是这些标准已经被所有电子产品采用，包括照明。

满足 EN55022/CISPR22 Class B 在 30MHz~200MHz 频率范围内的发射等级是 30dBμV/m。从 200MHz~1GHz 发射等级增加到 37dBμV/m。这些是在距被测设备（EUT）10m 距离范围测到的信号等级。信号的功率与 $1/R^2$ 成正比。例如，距 EUT 为 1m 时，发射限值将高出 20dB（100倍的能量），以上两个等级变为 50dBμV/m 和 57dBμV/m。

13.2 良好的 EMI 设计技术

查看电路图并确定哪个位置可能是 EMI 源是非常重要的。应该在 PCB 设计完成前做这项工作。EMI 源的中心肯定是 MOSFET 开关，它快速导通，因此存在尖的边沿，含有高频分量。当查看电路图时，应考虑高频（1MHz~200MHz）的影响。

在特高频时，通常认为会阻断交流信号的电感忽然具有了与电容一样的可通过交流信号的能力。类似地，在高频时，电容与电感一样具有了低阻抗特性，典型的例子是电解电容。因此，查找元器件手册，应注意表示阻抗和频率关系的频率响应曲线，看看谐振频率是多少——你将会很吃惊!

13.2.1 降压电路实例

让我们看看一个简单的降压电路，哪里可能引起 EMI。图 13-1 所示为一典型降压电路，其中的集成电路是一个 PWM 控制器。内部的时钟信号触发了锁存器，激活了栅极驱动输出，MOSFET Q_1 导通，由于电感 L_1，电流以一个相对恒定的速率增加。当 CS 引脚电压高于 250mV 时，由于 R_2

的电流，内部锁存器复位，栅极驱动输出关闭，MOSFET Q_1 关断。但是由于续流二极管 D_1，电流继续在 LED 和电感中流动。当此芯片用在降压电路中时，会使 LED 的电流基本恒定。

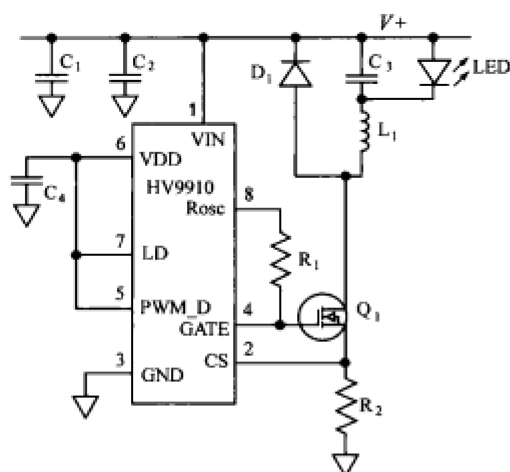


图 13-1 降压电路图

当 HV9910B 的 GATE 引脚的输出电压为 7.5V 时，MOSFET Q_1 导通，电流流过电感 L_1 和 LED。漏极电压很低，只等于电流流过 Q_1 漏-源沟道和检测电阻 R_2 时产生的压降。当 Q_1 关断，电感电流要继续流动，所以电流流入续流二极管 D_1。D_1 导通时，Q_1 的漏极被电源的正极钳位，因此 MOSFET 漏极电压为矩形波。迅速上升和下降的边沿造成了频率范围很宽的谐波。

电流的流动如图 13-2 所示。分析表明栅极电流来自于地，经过 V_{dd} 电源电容 C_4、芯片及其 GATE 引脚、栅极和电流检测电阻，回到地。分析还表明 LED 电流产生了一条来自于地的通路，经过去耦电容 C_1 和 C_2、LED 和电感、Q_1 和电流检测电阻 R_2，然后回到地。两个电流上升沿和下降沿都很陡。

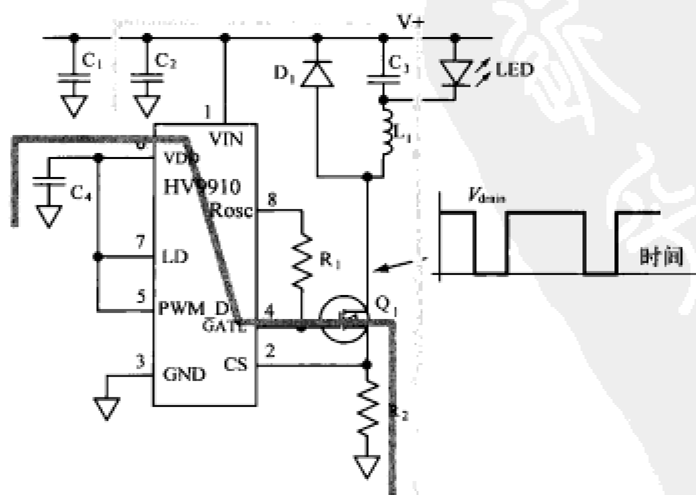


图 13-2 降压电路中的电流

图中为标出续流二极管 D_1 的电流。当 Q_1 关断时，存在正向电流，这是由存储在电感中的能量形成的，它维持了 LED 的电流。当 Q_1 第一次导通时，也有一个短暂的反向电流流过，这个反向电流流动一小段时间（一般为 75ns 或者更少），但会产生导致集成电路电流采样触发错误的电流尖峰。这个电流的一小部分是由结电容引起的，但是主要部分还是反向恢复电流。

反向恢复电流是由二极管 PN 结正向电流突然反向引起的。结中的自由电子需要一定时间来清除，因此在硅内部形成了一个耗尽层。在降压电路中，Q_1 第一次导通时，续流二极管是正向导电的，所以会出现反向恢复电流。

电路中电容的选择是很重要的。高频时，电容 C_2 的阻抗必须很低，以处理功率开关电路中的高频电流。在低压电源中，可采用陶瓷电介质的电容，或采用如聚脂等的金属膜。

由于电感线圈存在电容，LED 两端的电容 C_3 承受着高频信号。电感绕组电容实际上是由绝缘导线互相绕在磁心上形成的。由于结构不同，某些电感的自身电容比其他电感大。如果 LED 可能存在未连接的情况，电容 C_3 必须能承受 LED 两端的电压或电源电压。它的阻抗必须很低，并且能承受高频信号。电容的典型值为 100nF。

V_{DD} 电容 C_4 应是一个陶瓷电介质类型的，典型值是 2.2μF。可以是低压型的，一般选 16V 的额定值。

我们简单地讨论一下电感 L_1 的内部绕组电容，当 Q_1 导通时会导致电流尖峰而影响性能。还必须考虑磁场，应使用屏蔽电感或者环形结构来使辐射磁场最小。

当设计滤波器时，应通过增加一电感 L_2 来提高电源电流通路的阻抗，如图 13-3 所示。L_2 电源侧的小电容 C_5 可以旁路掉任何想要经过 L_2 的小信号。加入 L_2 和 C_5 构成简单的低通滤波器，就能降低来自于开关器件 Q_1 的高频信号。

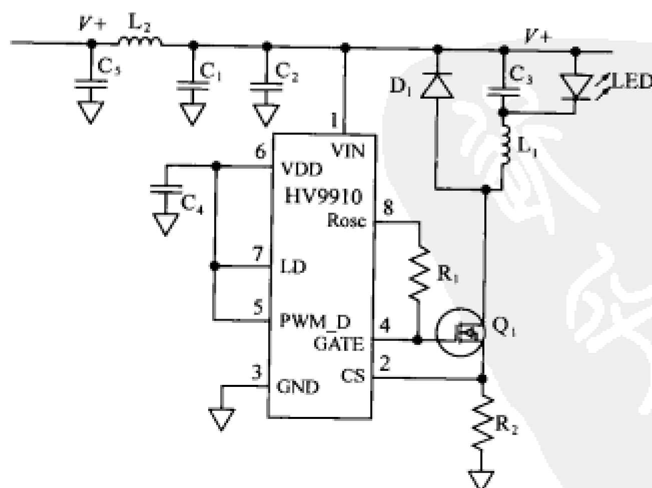


图 13-3　带滤波器的降压电路

如果加入了滤波器，但是高频信号太强，可在 MOSFET 栅极串联一个电阻，阻值一般在 10~100Ω 范围内。当开关导通和关断时，这个电阻可以降低栅极充电速度，所以，高压开关波形边沿变陡，高频谐波含量减少。

当对 PCB 进行布局时，必须保持开关电流的路径短且紧凑。如果器件不能安排在一起，路径长度要比预期的要长一些，返回通路应该沿着板的边沿布置，以保证电流环路的磁场最小。以图 13-3 所示的电路为例说明如何进行 PCB 的布局。图 13-4 所示的是底层的走线布局。

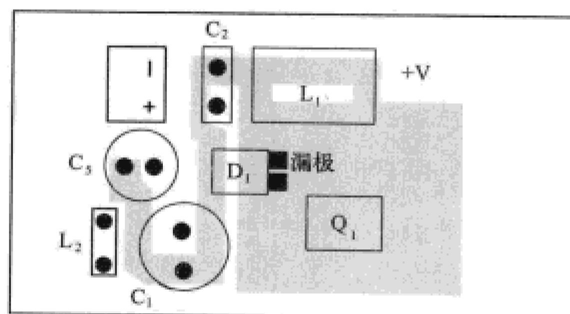


图 13-4 PCB 底层

注意地的连接方法：从 C_5 到 C_1，然后在到地线层之前连至 C_2。通过避免地线层和 C_1 之间的直接连接，控制电流在规定的路线中流动。高频信号取自 C_2 的地侧，在高频时阻抗很低。电容 C_5 和 C_1 在整流交流输入尖峰时，维持输入电压基本不变，不能用来为 LED 负载提供高频电流脉冲。

图 13-5 所示的是 PCB 元件面的走线。来自整流桥 BR1 的电源正端，电流流至 C_5，再到滤波电感 L_2。从 L_2 的另一侧流到 C_1，然后到了 C_2。注意，C_2 的连接节点也有电流从 D_1 的阴极流回。因此高频续流回路从 Q_1 漏极开始，经二极管 D_1，再经 C_2 回到地；这个回路处在一个很小的区域内，以保持低阻抗并使 EMI 辐射最小。因为与地相连，高频电流通路不存在低频电流，低频电流流入电容 C_5 和 C_1。

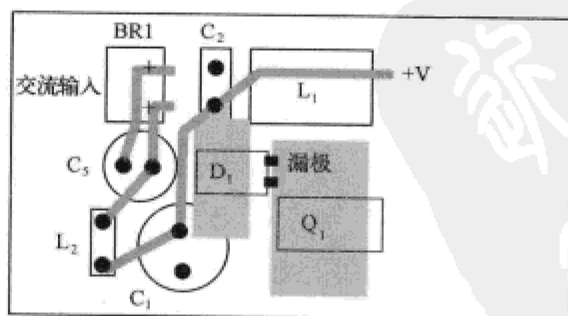


图 13-5 PCB 顶层

图 13-6 所示的是电路板两面布局的覆盖图。注意地线层位于 Q_1 漏极区域和电感 L_1 的下面。Q_1 和 L_1 均工作在高频高电压开关状态，下面的地线层通过屏蔽，减小了这一区域的辐射，降低了节点阻抗。当然耦合电容增加了开关损耗，但是这是不能避免的。

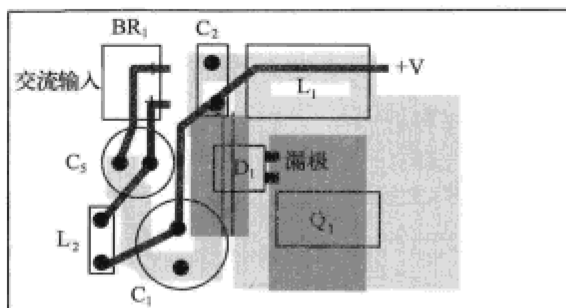


图 13-6 PCB 顶层和底层

13.2.2 库克电路实例

库克电路是一种在直流输入应用中性能良好的升−降压电路。图 13-7 所示为一库克电路实例。

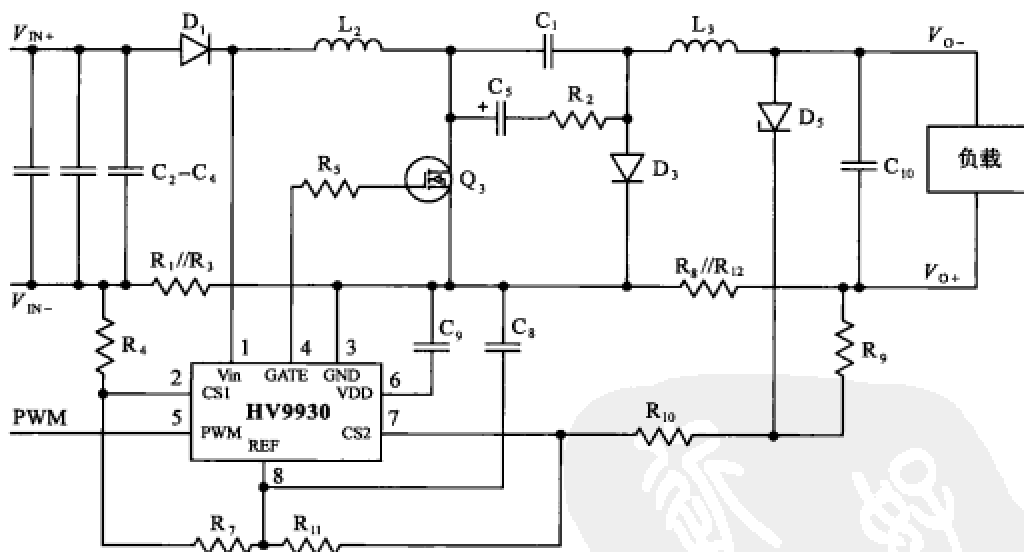


图 13-7 基本库克电路

已经讨论过的库克电路以及其他任何开关电路的印制电路板设计的目标之一都是保证开关电流流经的回路尽量短。在主开关器件下面设置地线层有助于减小辐射。

当信号源的阻抗和自由空间的相近时，辐射容易被耦合到自由空间（自由空间的阻抗为377Ω）。偶极天线发射和接收信号很容易，因为它们的金属元素在发射频率处发生谐振，因此器件末端呈现高阻抗。类似地，如果电路区域包含的高电压开关信号阻抗高的话，它将发射出干扰信号。电路板下面的地线层可使阻抗降低、减小辐射。PCB 设计人员在设计电路板时应重视这个问题。

高频干扰是由 MOSFET 漏极电压很陡的上升沿和下降沿引起的。可以通过降低 MOSFET 开关频率来减小干扰幅值，这不仅可以减小高频干扰，也可以减小由于漏−栅极电容与寄生电路

电感发生谐振产生的高频噪声。在栅极串接了电阻（R_5），并利用 MOSFET 栅极电容充电（电阻和栅极组成低通 RC 滤波器）增加了栅极驱动信号的上升时间。降低 MOSFET 开关速度会使 LED 驱动电路的效率下降，但是节约了附加滤波器产生的成本。

通常要求对输入电源滤波。图 13-8 所示为一个滤波器的例子，它可满足严格的汽车应用标准。

现在开始讨论输入滤波器，从开关电路的输入开始，一直向外到电源侧。

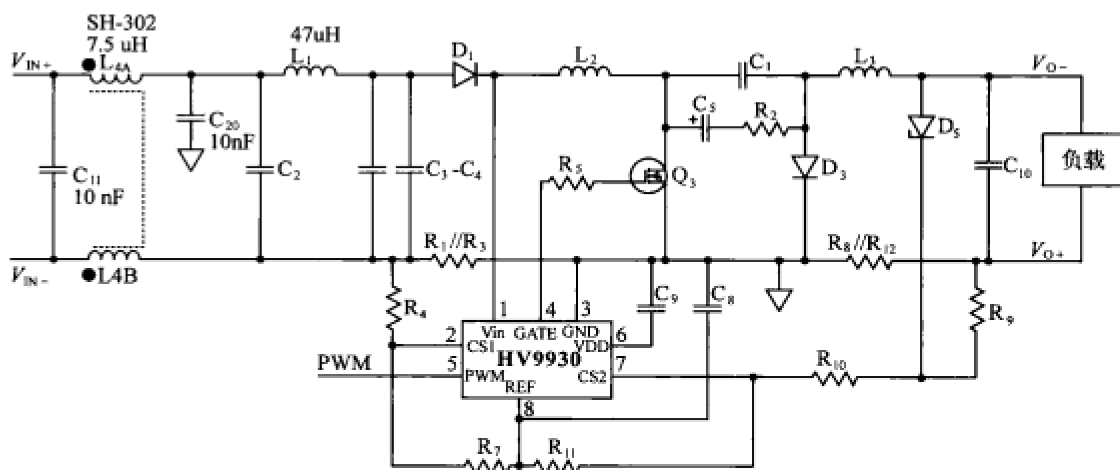


图 13-8 输入滤波器

电容 C_3 和 C_4 形成了高频电流源，这两个电容为陶瓷电容，两端的高频纹波非常小。电感 L_1 和电容 C_2 构成一低通滤波器，滤除 C_3 和 C_4 两端的纹波。

电路地和电源地是不同的，这是因为两个并联的电阻 R_1 和 R_3 使地的连接断开。这意味着需要一条通路，使全部高频信号从正极输入到电路地和电源地。到电路地的通路由 C_{20} 提供。这个小陶瓷电容不影响开关频率的电流采样。到电源地的通路由 C_2 提供，它是一个大陶瓷电容。

来自 LED 驱动电路到地之间的杂散耦合会产生一个共模信号，正极和负极输入端的共模信号相等。这就是说差动电容器，即 C_2，由于两端电压相同而没有电流流过，所以对共模信号没有抑制效果。需要采用共模电感（扼流圈）抑制这种信号。

共模电感 L_4 有两个绕组，绕在同一个磁心上。差动电流产生方向相反的磁场，结果净电感为零。共模电流产生的磁场相叠加，因此使电感较高，共模电感对共模信号呈高阻抗，减小了辐射。

最后，小陶瓷电容 C_{11} 连在两电源输入端，在高频产生一低阻抗通路。现在将讨论输出滤波器，如图 13-9 所示。

输出端可能需要一个滤波器，尤其当驱动电路与 LED 负载之间连线较长时。如果长度很短，所需的滤波器仅为接在负载两端的差分电容（C_{10}）。长度大于 10cm 时，由于 LED 和地之间的杂散耦合可能导致产生共模信号。这时就需要一个共模电感，即 L_5，和第二个差分电容 C_{23}。小陶瓷电容 C_{21} 和 C_{22} 用来旁路 L_3 与并联的电流检测电阻 R_8 和 R_{12} 的高频信号。

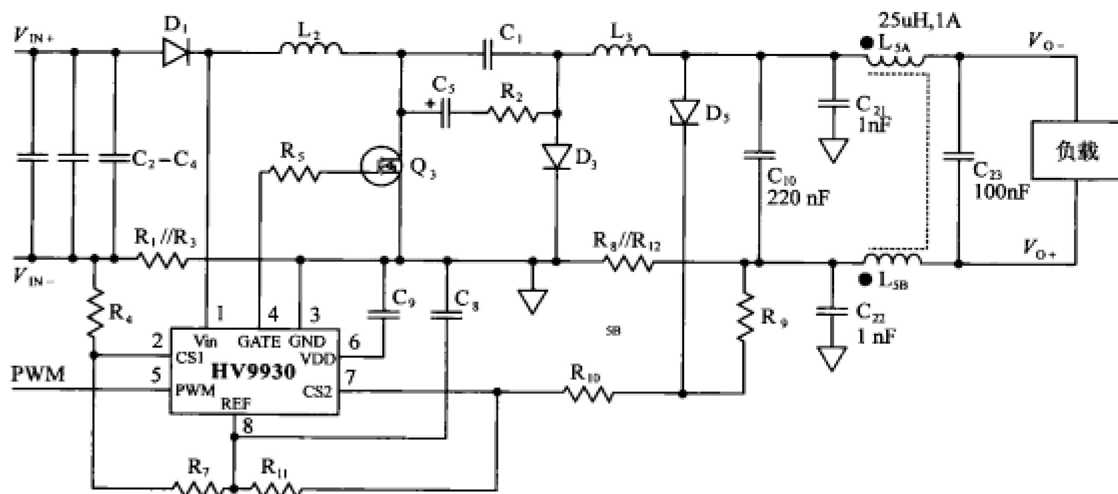


图 13-9 输出滤波器

除了可以用电路板中的地线层降低高频时开关电路的阻抗外，器件还可能需要屏蔽，这种屏蔽的位置如图 13-10 所示。

位于开关区的屏蔽，连同板下的地线层，形成了金属包壳，阻止了 EMI 辐射。然而，由于此区域是与电路其他部分相连的，信号会输出到包壳之外，所以总是会有一定的泄露。甚至 PWM 控制线也将发出干扰，除非加一简单的 RC 滤波器。

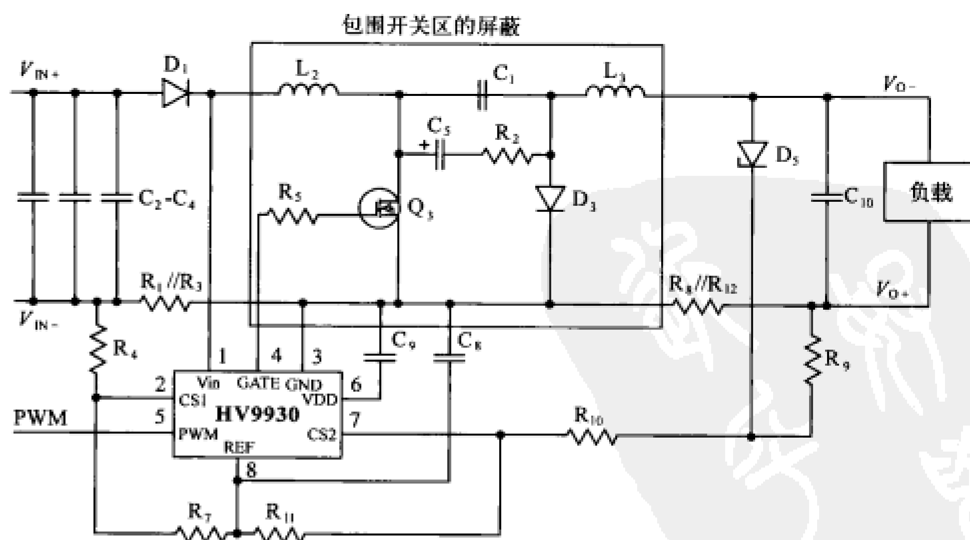


图 13-10 屏蔽

13.3 EMC 标准

如果采取了前述的 EMI 预防措施，系统的 EMC 性能自然会得到保证。如果无线电频率的信号不能从设备中泄露出去，它们也不能进入该设备。然而，ESD（静电放电）和浪涌抗扰性是在 EMI 技术实践未被考虑的两个内容。

人们的日常行为会产生高压静电，例如走路经过地毯或者打开塑料包装。人带了电荷后接触电气设备可能导致设备损坏或者故障，因此设备必须具备抵抗高压放电的能力。按照IEC/EN61000-4-2标准，用一个ESD枪进行测试。接触放电的标准电压等级是4kV，而空气放电是8kV。

按照IEC/EN61000-4-5的规定，任何连接到交流电网的设备，必须都能够抵抗浪涌脉冲。每个浪涌脉冲开路上升时间为1.2μs，下降时间为50μs。对于家用的设备，要将1kV的峰值浪涌电压加至交流电网电压上。此外，在输入和地之间要施加2kV的浪涌。测试脉冲有正有负，在交流电网电压相位为0°、90°、180°和270°时施加。

按照IEC/EN61000-4-4的规定，另一种浪涌测试是使用快速脉冲群（FTB），由上升时间为5ns且在50ns时衰减50%的±2kV的脉冲组成。这些脉冲以5kHz（脉冲之间为200μs）的速率重复，持续15ms。每一个脉冲群包含75个脉冲，并且这些脉冲群每300ms重复一次，测试持续1min。通常，测试首先使用±250V的脉冲群，然后是±500V，再然后是±1kV，最后是±2kV。

13.4 EMC技术实践

连接到交流电网的设备必须进行浪涌测试。浪涌不时地被加至正常的交流电压中，施加时电网电压的相位各不相同。浪涌测试脉冲发生器的电源阻抗标称值为50Ω。浪涌脉冲的能量可以被吸收或反射，以防止设备在测试时损坏。吸收浪涌脉冲能量是最常用的避免设备损坏的方法。

由金属氧化物制成的压敏电阻，常通过电压钳位的方式吸收能量。一个额定值为交流275V的压敏电阻，钳位电压一般为710V，尽管它在约430V时开始导电。压敏电阻吸收的总能量取决于它的物理尺寸。压敏电阻通常端子为导线，形状为圆形，圆形的直径和最大的能量有关（经常用焦耳给出）。例如，爱普科斯（Epcos）的9mm圆形压敏电阻，额定电压为交流275V，额定瞬时能量为21J，额定峰值电流为1200A。

另一个吸收能量的器件是瞬态电压抑制器（TVS或者TransZorb）。这个器件是一个由硅制成的稳压二极管，具有很强的钳位能力，既有能双向击穿也有能单向击穿的。在交流系统中要求能双向击穿，但在汽车和其他直流应用中，能单向击穿就足够了。TransZorb器件常用峰值功率（瓦）来定额，600W和1500W的器件最常见。

有时也使用最古老的技术，即气体放电管（GDT）。它是一个充满了惰性气体，两端为金属电极的玻璃管。当金属电极两端的电压足够高时，气体就发生电离并导通以钳位电压。

塑料膜电容常接在交流线路两端（常用额定值100nF，交流275V，X2等级的）。它不仅可以降低EMI干扰和敏感性，也能吸收一部分浪涌脉冲的能量。浪涌抑制器响应脉冲电压时需要一些时间，因此快的瞬态有时可能没有损耗地通过，从而导致损坏。

许多系统在整流桥之后接了一个大电解电容。这个电容能够吸收浪涌能量，然而，电解电容的结构使其含有一定的电感，对于上升迅速的浪涌脉冲将呈现出很高的阻抗。用塑料膜电容与电解电容并联有助于吸收高频能量。将钳位器件如压敏电阻，直接跨接在交流线路两端也是一个好办法，因为它在浪涌到达整流桥之前就将其抑制。

每个由交流电网供电的设备都要安装保险丝，这提供了一种限制能量进入像压敏电阻这样的抗浪涌器件的方法。当高能量浪涌导致压敏电阻损坏时，保险丝将会熔断。有人在交流线路和压敏电阻之间安装一个大功率的线绕电阻，以抑制浪涌电流，防止压敏电阻烧毁。

当对PCB布局时，要仔细考虑走线的间距。气隙的击穿电压约为1kV/mm，因此在电源的高压输入端，应该留有足够的气隙，3.2mm的气隙是防止击穿和潜在火险的最小值。在PCB上，导体间的气隙称为爬电距离。从电路的带电部分到外壳任意部分的气隙称为间隙距离。

可直接由交流电源整流后供电的集成电路，在高压引脚旁通常有“未连接”或NC引脚。这种设计是为了提供合适的爬电距离。当没有气隙时，可以在PCB上开一个槽，或者可以在连接脚上涂上保形涂料或树脂以增加绝缘。



第 14 章 热 考 虑

14.1 效率和功率损耗

人们有时将 LED 称为冷光源，因为它发光时并不需要工作在几千摄氏度，所以在某种意义上来说这是正确的。然而，LED 确实会发热，并造成某些设计的失败。第一个近似是，热能等于电压降乘以电流。如一个白色 LED，电流为 350mA 时的压降是 3.5V，产生的热能是 1.225W。实际上发射的光子（产生的光）会使此功率稍稍降低，但是出于安全可靠的目的，最好为 LED 设计大一些的散热片。

功率 LED 总是安装在散热片上。例如，一盏使用了六七个 1W LED 的交通灯，应该连同它们的驱动电路一起安装在一个直径约 15cm(6in)的圆形 PCB 上，这时应该在 PCB 的背面安装散热片来消耗 LED 及驱动电路产生的热量。由于交通灯的工作环境温度较高，需要较好导热性的散热片，并且为了保证长期的可靠性，在驱动电路中不应该出现电解电容。

在设计模拟或开关电源时，我们会提到“效率”，它等于输出功率与输入功率之比，通常用百分数的形式表示。有时设计者会忽略 LED 驱动电路的功率损耗，它等于输入功率减去输出功率，如图 14-1 所示。驱动电路的损耗必然以热的形式消耗掉，如一个效率为 90%的 LED 驱动电路驱动 10W 的负载，则所需的输入功率为 10W/0.9=11.1W，这意味着有 1.1W 的功率消耗在 LED 驱动电路中。

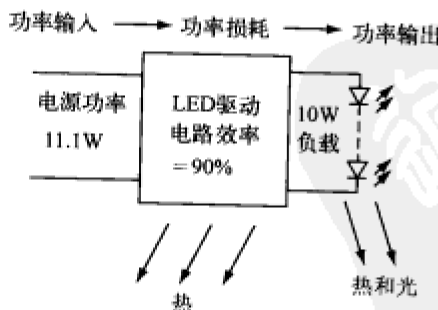


图 14-1 驱动电路的功率损耗

14.2 温度计算

器件的温度可以由简单的“欧姆定律”形式的算式得出。温度可以看作一种等效电压，热阻等同于电阻，热流（W）等效于电流，如图 14-2 所示。

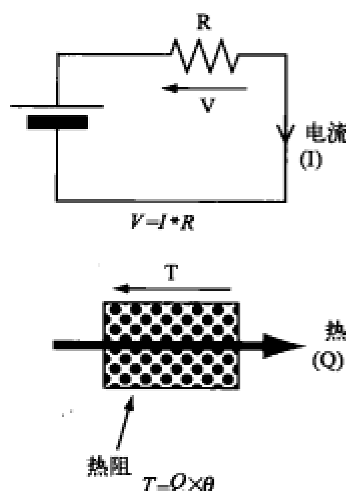


图 14-2 电等效计算

类似于电阻，热阻串联时可以相加（如图 14-3 所示）。考虑一个 TO-220 封装的器件安装在一个铝质散热片上，将硅片和器件间的热阻、器件与散热片表面间的热阻、散热片与空气接触面的热阻三者相加得到的就是硅结与空气间的热阻。

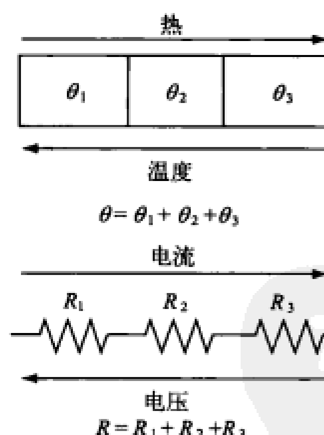


图 14-3 热阻的串联

热阻的单位是开每瓦（K/W），符号为 θ。（注意，升高 1K 温度与升高 1℃等效。）符号的后面通常带有下标，如由结到外壳的热阻表示为 θ_{JC}。比如，θ_{JC}=1.2K/W，θ_{CH} = 0.1K/W，θ_{HA}=2.4K/W（H 代表散热片），故外壳与散热片间的热阻为 0.1K/W。当器件消耗 10W 功率，总热阻为 3.7K/W，则硅的结温将比环境温度高出 37℃。如环境温度为 25℃，结温将达到 62℃。

与电阻一样，热阻并联后总的热阻将降低（如图 14-4 所示）。两条路径，热阻均为 2K/W，并联后等效的单一路径的热阻为 1K/W。由于热的通路并不像电的通路那样显而易见，使准确的温度计算变得更困难。然而，当热的通路容易确定时，可以得出足够精确的结果；如果热的通路并不十分显而易见，它将具有更高的热阻并且对温度的影响较小。

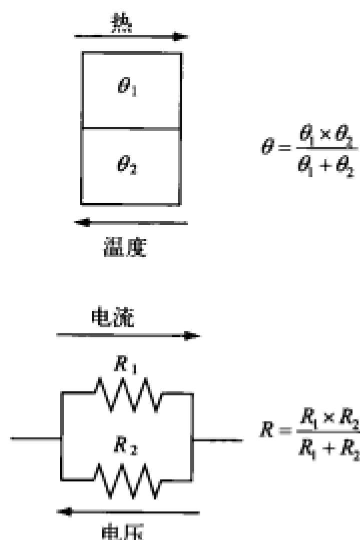


图 14-4 热阻的并联

由于通路的并联使热阻降低，通常大的表面积散热能力更强。相反，小的表面积散热能力有限。所以，功率小的驱动电路不能驱动高功率的负载。当销售部门让你设计更小功率的驱动时，请谨记这一点。

半导体器件生产商通常为它们的产品标明了最低和最高工作结温，通常在-40℃~+125℃，注意这并非是环境温度。商用器件的环境温度一般定为 0℃~70℃，工业器件为-40℃~+85℃，军用和车用器件为-55℃~+125℃。若要使工作结温达到+150℃以上，必须对硅的材料和封装做特殊的处理，故这种器件通常比较昂贵。

器件厂商还会标明功率损耗（通常是环境温度为 25℃时的值）。许多厂商还会在手册中给出热阻的相关信息，有些还会给出散热片的规格，这些对设计人员来说都十分有用。

14.3 对热的处理——冷却技术

热必须以某种方式消耗掉。如果热源的热阻很高，那么除非足够的热量释放掉（或者器件损坏），热源的温度将会升高。过高的温度会降低器件的可靠性，所以必须采取某种措施降低温度。一个显而易见的冷却技术是，通过安装散热片来降低热阻，这很容易使热消散。如果热是从一个地方发出来的（如MOSFET或稳压器），安装散热片是一个很好的方法。

表面贴装的功率 MOSFET 通常处于 D-PAK 或 D2-PAK 外壳中，外壳上有一个薄片用来散热，这就是说，薄片必须焊接在 PCB 器件侧的铜表面上，另一种方法是在器件表面安装散热器，如图 14-5 所示。在标准 FR4 玻璃纤维板上 25mm×25mm 的表面积上，D-PAK 器件间的热阻为 30K/A。表面安装的散热片有时由镀锡的黄铜制成，可安装在 MOSFET 的任意一侧，安装后热阻降为 15K/A。

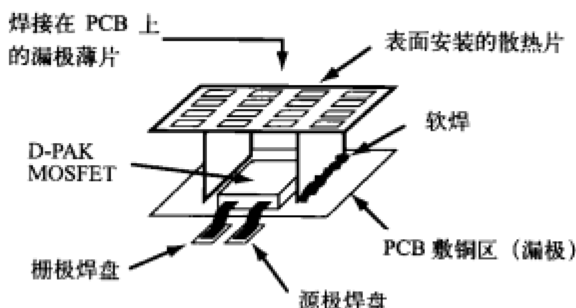


图 14-5　表面安装的散热片

TO-220封装的直插式MOSFET可安装在多种尺寸不同的散热片上。小型散热片与MOSFET的管脚兼容，或者用螺栓通过 TO-220 薄片安装在 PCB 上。大一些的散热片存在寄生电容并且使开关损耗增加，但可以通过将散热片接地来避免。接地还可以阻止过多 EMI 辐射，但必须保证 MOSFET 与散热片间在电气上是绝缘的，这通常由导热垫来完成（由较软的材料制成以获得大的接触表面）。开关损耗是由 MOSFET 漏极（衬底）与散热片间的等效电容造成的。

即使当 MOSFET 与散热片间不需要绝缘时，采用导热垫或导热膏也是不错的办法。这是由于 MOSFET 衬底表面和散热片的表面都不十分光滑。如不使用导热垫或导热膏，则实际接触良好的面积只占全部面积较小的一部分。两个表面间的空隙会形成热阻很高的气穴，如图 14-6 所示。导热垫或导热膏会填充这些气穴，使接触面一致，具有较低的热阻。



图 14-6　由气穴形成的热阻

当电路板上有多个器件发热时，解决的办法是使用风扇，使空气在电路板上流通。装置外温度较低的空气会使内部发热的器件降温，气流会降低空气接触面的有效热阻。

合理地安装风扇会大大提高冷却性能。像电解电容等较大的器件可能会阻止气流到达 PCB。如果气流的流动方向与散热片鳍片方向一致，则散热效果更好。而当气流与鳍片方向交叉时，只会使前后两侧的鳍片冷却，如图 14-7 所示。

当在装置的顶部安装风扇时，气流必然向上流动，风扇将空气吹向装置之外，使热空气的浮力增加。如果在装置侧面的外壳安装两个风扇冷却效果更好。在面积较大的外壳，两个风扇都应安装在后面板上，一个吹入空气，另一个吹出空气，使空气在内部器件间循环。

风扇也存在可靠性问题，故可以为风扇安装失效保护装置，用它监测电路板上敏感器件的温度。另外，以低功率驱动 LED 或当温度过高时关掉 LED 也是两种解决办法。

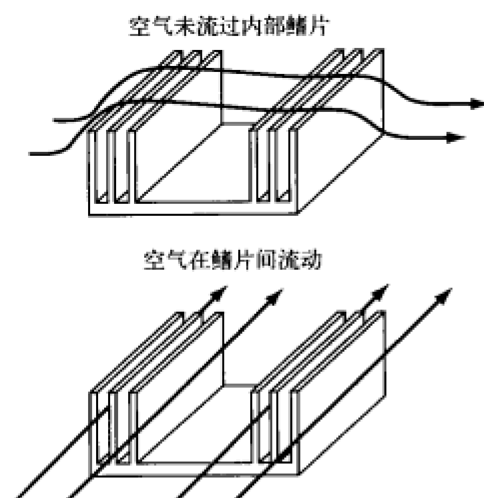


图 14-7 利用风扇冷却散热片



第 15 章　安全规范问题

本章讨论电气安全问题，读者可到当地制定规章制度的部门或安全咨询机构获得最新的安全性要求。这里只是给出需要注意的若干事项，而不是设计指导。视力的安全也应该关注，但并不在本书讨论范围之内，读者可查阅 LED 厂商提供的技术资料。

15.1　交流电源的隔离

安全可靠的隔离办法是采用变压器。变压器可直接与交流电源连接，或者安装在开关电路中。前者会使变压器体积大，因为交流电源的频率为 50Hz 或 60Hz。

相反，将变压器设计在开关电路的输出端会降低其体积，因为它工作于开关频率，一般在 50kHz 以上。如果需要精确控制 LED 的电流，则需要附加的控制电路，在反馈回路中也应采取隔离措施。

对于与有效值为 1500V 的交流电源连接的产品，也要采取隔离措施。LED 有时会应用在剧院或医疗设施中，医用产品的隔离电压更高一些。

15.2　断路器

常用的抑制过电流的断路器是熔丝，它实质上是一段导线，当电流流过时温度会升高，并最终熔断，从而将电路与电源断开。有时会将两段导线焊接在一起，其中一根为弱弹簧，它发热时会使焊点处变软，弹性将它与另一段导线断开。熔丝的响应较慢，它的额定值为额定电流的两倍，超过此值就会断开。

另外还可以使用电子断路器，当检测到故障时即变为自锁状态，故障恢复后需要把电源重新断开，再接通。

TYCO 公司生产一种熔丝，由于电流的热效应，它在电流过大时电阻也会变大，一旦熔丝冷却，电气连接也随之恢复。

15.3　爬电距离

对于大多数与交流电源连接的电路，都需考虑爬电距离。这有两层含义，电击致死及燃烧。例如，焊接不牢的话可能会引起高压引脚与电路中的低压点短路，潮湿以及灰尘也会使电路中的两点桥接，从而有电流流过。在上面两个例子中，可能电流还未大到使熔丝熔断，但足以使人因遭受电击或吸入毒烟而致命。

爬电距离的选择取决于应用场合。有些设备在高压与低压引脚间留有“未连接”（NC）引

脚，这样可以使得小片的焊锡不会将此两点连接。为了减少整个电路板的尺寸，我曾见到用户在电路板中间开一个槽。空气中的爬电距离比 PCB 的要小很多。另一种方法是使用保形涂料，通常是以硅为基质的人造橡胶或聚氨酯清漆。

15.4 电容等级

连接交流线路的电容必须是“X 等级”的，通常为 X2 级。这种电容比普通电容昂贵一些，因为它们可以耐受电压冲击。典型的直流 X2 电容额定电压为 760V，而从 265V 交流电压整流得到的直流电压最大为 375V。

连接交流线路与地的电容必须是“Y 等级”的，通常为 Y2 级。典型的直流 Y2 电容额定电压为 1500V，这些电容通常容值较低（如 2.2nF）且由陶瓷或聚丙烯电介质制成。

在整流桥后，采用额定电压为 400V 或 500V 的标准电容。由于它们实际工作电压较低，故与 X2 电容相比，体积更小，价格更低。由于上述原因，有些工程师将 EMI 滤波器装在整流桥输出侧。但将 EMI 滤波器装设在整流桥输入侧，更能有效地阻止敏感元件受到电压冲击，还会降低桥式整流器的瞬态，此瞬态是由直流侧电容充电时电流突变引起的。

15.5 低电压操作

UL1310 Class 2 规则及欧洲 EN60950 安全标准（也称 IEC60950）一般适用于所有电路。EN60950 标准最初是为信息技术仪器制定的（如计算机及相关硬件），而由于它是一部得到了全部欧洲国家和世界上其他一部分国家认同的几个协调标准之一，它已经成为制定很多安全标准时的参考。如果一台设备符合 EN60950 标准，则认为其经过了谨慎处理，在法律上是没有问题的。

欧洲低电压指令（LVD）是一部涵盖所有交流工作电压在 50~1 000V 和直流工作电压在 75~1 500V 的产品的安全规定。此外，还有包罗万象的通用产品安全指令。这些指令要求所有出售的产品上面必须贴有 CE 标签，要获得使用 CE 标签的许可，厂商必须遵守如 EN60950 的安全标准。需要注意的是，CE 标签贴在整机上，而子模块并不需要。毫无疑问，子模块应该安全工作并且 EMI 不能过高，否则整机不那么容易通过检测，如果子模块不合格，设备集成商就会寻找其他厂家的产品了！

为了减轻安检的负担，许多厂商确保他们的产品工作于低电压。SELV（安全超低电压）规定任何可触摸到的导电部位的电压不得高于直流 60V 或者交流峰值 42.4V/有效值 30V。例如，直流库克（升−降压）变换器，直流输入电压为 24V，输出电压不得高于 36V，这是由于库克变换器为反相输出，所以输出和输入间的电压差为两者相加。

对于交流电源供电的 LED 灯，除了当电气连接处可被触摸到时，输出电压应限制在 60V 以下外，还必须做好绝缘以符合上述规定。即使设备的外壳是绝缘的，也不能忽略电压的限制，因为用户可能会打开外壳。而如果设备的外壳装设了限位开关，禁止被打开，则此时可以不考虑电压限制。双重故障（外壳损坏或移除及限位开关损坏）会在用户触到致命电压前发生。

参 考 文 献

1. Brown, Marty. 2001. *Power Supply Cookbook*. Woburn MA: Newnes.
2. Pressman, Abraham I. 1998. *Switching Power Supply Design*. New York: McGraw-Hill.
3. Billings, Keith. 1999. *Switch-Mode Power Supply Handbook*. New York: McGraw-Hill.
4. Harrison, Linden T. 2005. *Current Sources & Voltage References*. Burlington MA: Newnes.
5. Zukauskas, Arturas, Shur, Michael S. and Gaska, Remis. 2002. *Introduction to Solid State Lighting*. New York: Wiley Interscience.
6. Kervill, Gregg. 1998. *Practical Guide to the Low Voltage Directive*. Oxford: Newnes.
7. Rall, Bernhard, Zenkner, Heinz and Gerfer, Alexander. 2006. *Trilogy of Inductors*. Waldenburg Germany: Würth Elektronik/Swiridoff Verlag.
8. Texas Instruments. 2001. *Magnetics Design Handbook*. Dallas TX: Texas Instruments Incorporated.
9. Montrose, Mark I. and Nakauchi, Edward M. 2004. *Testing for EMC Compliance*. New York: Wiley Interscience.
10. Montrose, Mark I. 2000. *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance*. New York: Wiley Interscience.
11. Lenk, John D. 1995. *Simplified Design of Switching Power Supplies*. Newton MA: Butterworth-Heinemann.
12. Williams, Tim. 2001. *EMC for Product Designers. Meeting the European Directive*. Oxford: Newnes.
13. O'Hara, Martin. 1998. *EMC at Component and PCB Level*. Oxford: Newnes.
14. Mednik, Alexander and Tirumala, Rohit. 2006. Supertex Application Notes: AN-H48, AN-H50, AN-H55 and AN-H58. Sunnyvale CA: Supertex Inc. www.supertex.com.

Power Supplies for LED Driving

LED驱动电路设计

LED（发光二极管）具有寿命长、耗能少、体积小、响应快、抗震、抗低温、环保等优点，应用领域极为广阔。LED驱动电路是影响LED产业发展的关键因素之一。

业界领导厂商Supertex公司的资深专家Steve Winder是最早从事LED驱动电路开发的设计者之一，他将自己的经验汇总成书，从实用角度描述了各种类型的LED驱动方式，清晰透彻地阐述了驱动电源的设计原理和具体设计过程，并指导读者如何根据计算得到的元件参数去选择实际的标准化元件。

本书主要内容包括：恒流源驱动LED与恒压源驱动LED的方案对比，降压、升压、反激等各种变换器及其适用场合，用于电源的各种电子元件，磁性材料的选择原则，EMI和EMC问题，LED和LED驱动器的发热问题。通过本书，读者可以实现从理论到实践的一次飞跃。

Steve Winder 知名电路设计专家，最早从事LED驱动电路设计的开发人员之一，现为业界领导厂商Supertex公司资深工程师。

谢运祥 华南理工大学教授，博士生导师，长期从事电力电子与电力传动方面的教学和科研工作。

王晓刚 博士，任教于广州大学，长期从事有源电力滤波器、PWM整流器、开关电源等方面的研究工作。

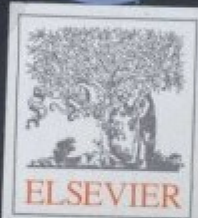
本书译自原版*Power Supplies for LED Driving*，并由Elsevier授权出版。



本书相关信息请访问：图灵网站 http://www.turingbook.com
读者/作者热线：(010) 51095186
反馈/投稿/推荐信箱：contact@turingbook.com

分类建议：电子电气／电路设计
人民邮电出版社网址 www.ptpress.com.cn





ISBN 978-7-115-21382-2



9 787115 213822 >
ISBN 978-7-115-21382-2
定价：35.00元